# Tehnium

ANUL XXI — NR. 252 **11/1991**

## SUMAR







**REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI**

**ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",**
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
**PREȚUL 15 LEI**

# PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr. ing. ȘERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

**(URMARE DIN NR. TRECUT)**

Lista 3.4 conține instrucțiunile prin care este calculat efectiv timpul de întîrziere de grup, Tg. Execuția liniei 5330 solicită de la utilizatorul programului precizarea diferenței de frecvență $\Delta f$ (notată dF), raportată la frecvența curentă f (notată F). Unitatea de măsură folosită la afișarea valorii lui Tg este corelată cu unitatea de măsura aleasă pentru frecvență (semnificația acestei precizări va fi înțeleasă în capitolul 4), după cum urmează:

GHz ....... ns;
MHz ....... $\mu$s;
kHz ....... ms;
Hz ......... s.

3.5 **Factorul de stabilitate necondiționată**

Este greu de presupus că în practica celor mai mulți electroniști amatori (și nu numai!) nu au apărut momente de profundă dezamăgire, cînd montajele gîndite ca amplificatoare s-au dovedit excelente oscilatoare și invers, cînd cu tot efortul (empiric, de cele mai multe ori), o schemă de oscilator s-a „încăpățînat" să nu intre în oscilație pe frecvența dorită. Excluzînd din capul locului greșelile de execuție, cum ar fi nerespectarea schemei și a valorilor componentelor sau ignorarea regulilor de proiectare a cablajelor imprimate (bucle de masă, cuplaje parazite între piste etc.), fenomenele amintite pot fi investigate făcînd apel la un parametru al circuitelor electrice ce se numește **factor de stabilitate necondiționată.**

Reluăm în figura 3.4-a cazul unui circuit cu două porți, considerațiile următoare fiind perfect valabile și dacă porțile au un terminal comun. La poarta de intrare este conectată o sursă de semnal cu impedanța internă Zg, iar la poarta de ieșire o impedanță Zs, cele două impedanțe fiind presupuse complexe și avînd fiecare partea rezistivă pozitivă.

În figura 3.4.-b sursa de semnal este reprezentată sub forma echivalentă, mai utilă în acest moment, cu generator de curent. Această reprezentare ne permite evaluarea imediată, pe baza a ceea ce deja cunoaștem, a admitanței totale $Y_{tot}$ „văzută" de generatorul de curent la bornele sale, conform relației (3.16):

$$Y_{tot}=Y_g+Y_i=Y_g+y_{11}-\frac{y_{12}y_{21}}{(y_{22}+Y_s)} \qquad (3.16)$$

Pentru ca ansamblul generator-circuit-sarcină să fie stabil, trebuie ca partea reală a admitanței $Y_{tot}$, conductanța $G_{tot}$, să fie pozitivă la toate frecvențele. În caz contrar, adică dacă există un anumit domeniu de frecvențe în care această conductanță este negativă, sistemul va intra în oscilație.

Din punct de vedere matematic, relația (3.16) face o transformare a planului admitanței de sarcină $Y_s$ (figura 3.5.-a) în acel al admitanței totale $Y_{tot}$ (figura 3.5-b). Semiplanul conductanțelor de sarcină $G_s$ pozitive este în corespondență cu interiorul cercului hașurat în exterior, atît timp cît conductanța de ieșire a circuitului cu intrarea în scurtcircuit este pozitivă ($g_{22} > 0$, $g_{22}$ = Real $\{y_{22}\}$).

Dacă interiorul cercului din figura 3.5-b împreună cu frontiera sa se află în întregime în semiplanul $G_{tot} > 0$, în situația cea mai nefavorabilă cînd $G_g = 0$, circuitul se numește **necondiționat stabil** (adică este stabil la frecvența considerată, oricare ar fi valoarea impedanțelor sarcinii și cea internă a sursei de semnal, ambele cu părțile rezistive pozitive, așa cum am mai menționat).

Ca măsură a stabilității circuitului la o anumită frecvență, se utilizează **factorul de stabilitate necondiționată** S, definit ca raportul dintre ordonata centrului cercului în situația cea mai nefavorabilă ($G_g = 0$) și raza sa, prin relația (3.17)

$$S=\frac{2g_{11}g_{22}-\text{Real } y_{12}y_{21}}{|y_{21}y_{12}|} \qquad (3.17)$$

Condiția de stabilitate necondiționată este echivalentă cu (3.18), completată cu $g_{22} > 0$ și prin simetrie cu $g_{11} > 0$, întrucît condiția de stabilitate necondiționată se poate formula și privind

Lista 3.4

```
5330 PRINT "* dF/F: ";: INPUT DF
: PRINT DF: IF W$<>"D" THEN PRIN
T
5335 RETURN
6020 IF X$="T" THEN GO SUB 5330
6055 IF X$="T" THEN GO TO 6305
6330 IF X$="T" THEN GO TO 6505
6335 IF X$="TG" THEN GO TO 6510
6500 GO TO 6305
6505 LET TG=V: LET F4=F2: LET F2
=F2*(1+DF): LET X$="TG": GO SUB
5465: GO TO 6305
6510 LET X$="T": LET F2=F4: LET
TG=(TG-V)/(360*F2)/DF: LET Z=TG:
 GO SUB 6700: PRINT "Tg=";Z$;" "
;T$: GO TO 6005
```

Lista 3.5

```
6380 LET Z=(2*G1*G4-G2*G3+B2*B3)
/SQR (X1*X1+Y1*Y1): GO SUB 6700:
 PRINT "S=";Z$
6390 GO TO 6005
```

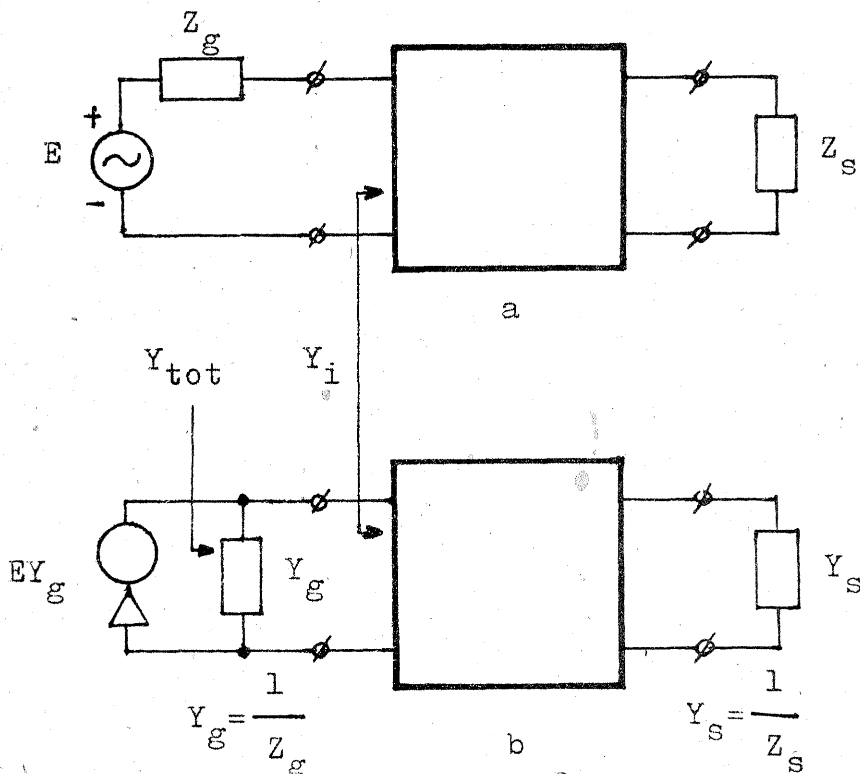



Fig. 3.4

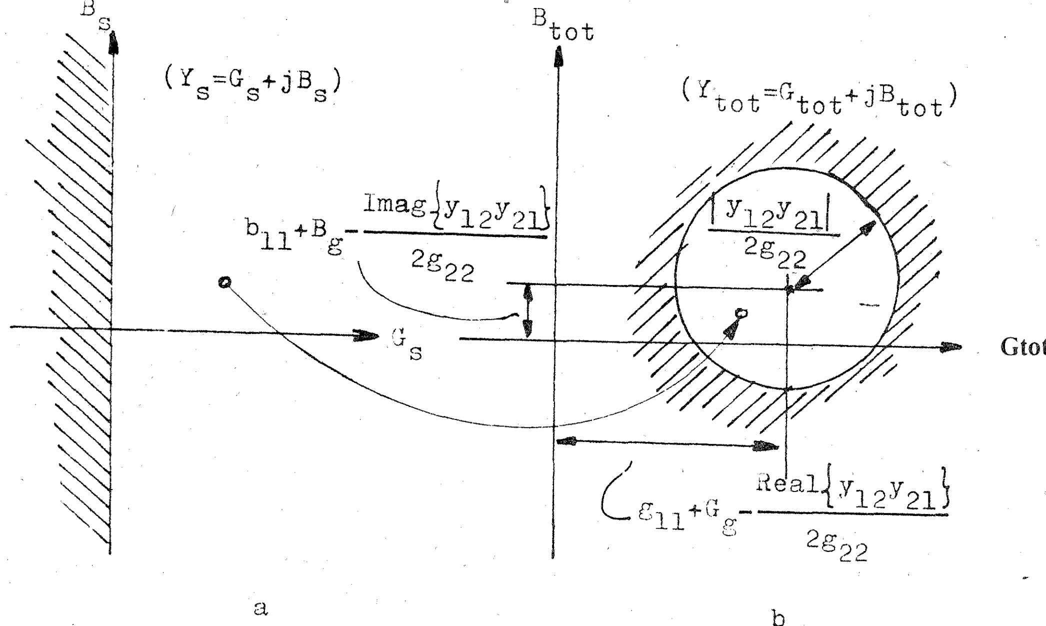



Fig. 3.5

circuitul dinspre poarta de ieșire, obținîndu-se aceeași formulă (3.17) pentru S.

$$S > 1 \quad (3.18)$$

Cu ajutorul instrucțiunilor din lista 3.5 se calculează în program valoarea numerică a factorului de stabilitate necondiționată. El este afișat întotdeauna în asociere cu amplificarea de putere.

**4. STRUCTURA PROGRAMULUI**

Este momentul în care a devenit necesară cunoașterea structurii programului în întregul ei. Acest lucru este justificat și prin faptul că începînd cu capitolul următor vom trece efectiv la utilizarea sa, iar regulile generale de utilizare trebuie cunoscute dinainte.

Structura este redată în linii mari de figura 4.1.

**4.1 Pregătirea datelor**

Prima etapă de parcurs în vederea utilizării programului constă în **pregătirea datelor** pentru introducerea lor sub forma cerută. Prin date vom înțelege informațiile asupra topologiei circuitului (legăturile dintre componente), natura elementelor componente, precum și valorile parametrilor lor caracteristici conform modelelor folosite în program (modele a căror descriere va debuta în capitolul următor).

Cele mai evoluate programe de firmă, scrise pentru calculatoarele personale de 16 sau 32 biți, solicită utilizatorului în această etapă simpla desenare a circuitului pe ecranul monitorului, cu înscrierea valorilor componentelor pasive și tipului celor active (de exemplu, BC108B, βA741 etc.). Desenarea schemei se face și ea tot prin program, apelînd la o bibliotecă de simboluri memorată.

În ceea ce îl privește pe utilizatorul programului ce face obiectul acestui articol, el va trebui să deseneze schema pe hîrtie, cu mîna (acesta este motivul pentru care în organigrama din figura 4.1 această activitate a fost încadrată cu linie întreruptă). Apoi, într-o ordine care nu are importanță, va trebui să numeroteze succesiv toate nodurile circuitului (așa cum s-a procedat, de exemplu, în figura 2.2), începînd cu nodul 1. Nu este obligatoriu să se înceapă operația de numerotare a nodurilor cu nodurile uneia dintre porți.

O atenție mai mare trebuie să se acorde schemelor în care este utilizat semnul convențional de **masă,** cum este cea aleasă drept exemplu în figura 4.2-a. În acest caz, terminalele tuturor componentelor care sînt conectate la masă se consideră (cum este firesc) conectate toate la același nod. Figura 4.2-b oferă un exemplu de posibilă numerotare, iar figura 4.2-c indică o altă modalitate în care poate fi desenat circuitul (la circuitele mai complexe această din urmă modalitate nu este recomandabilă datorită încărcării excesive a desenului).

După numerotarea nodurilor se trece la numerotarea succesivă a tuturor elementelor componente ale circuitului care sînt de același tip. Și de data aceasta, numerotarea trebuie să înceapă de la 1 pentru fiecare tip de componentă în parte (de exemplu rezistoarele R1, R2, R3,..., condensatoarele C1, C2, C3,... etc.).

**4.2 Introducerea datelor**

Execuția programului debutează efectiv prin **introducerea datelor** pregătite în calculator, lista 4.1 conținînd instrucțiunile implicate. Locul de intrare în program îl constituie linia 7010, deci utilizarea se va începe cu comanda RUN 7010.

Vom trece în revistă în cele ce urmează tot „dialogul" program-utilizator ce are loc pe această temă, în ordinea sa de desfășurare.

Din primul moment, utilizatorul programului este informat despre întreaga bibliotecă de modele ce i se pune la dispoziție.

* MODELE: RLCUVDIETFOYS

Aceste modele sînt:

R — rezistor;
L — bobină;
C — condensator;
U — transformator cu două sau trei înfășurări (două sau trei bobine cuplate);
V — linie de transmisie simetrică sau asimetrică;
D — cuplor direcțional;
I — sursă de curent comandată în tensiune;
E — sursă de tensiune comandată în tensiune;
T — tranzistor bipolar;
F — tranzistor cu efect de cîmp;
O — amplificator operațional;
Y — subrețea diport caracterizată prin parametri admitanță de scurtcircuit;
S — subrețea diport caracterizată prin parametri de repartiție.

Prima informare cerută despre circuitul ce urmează a fi analizat este numărul său de noduri.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

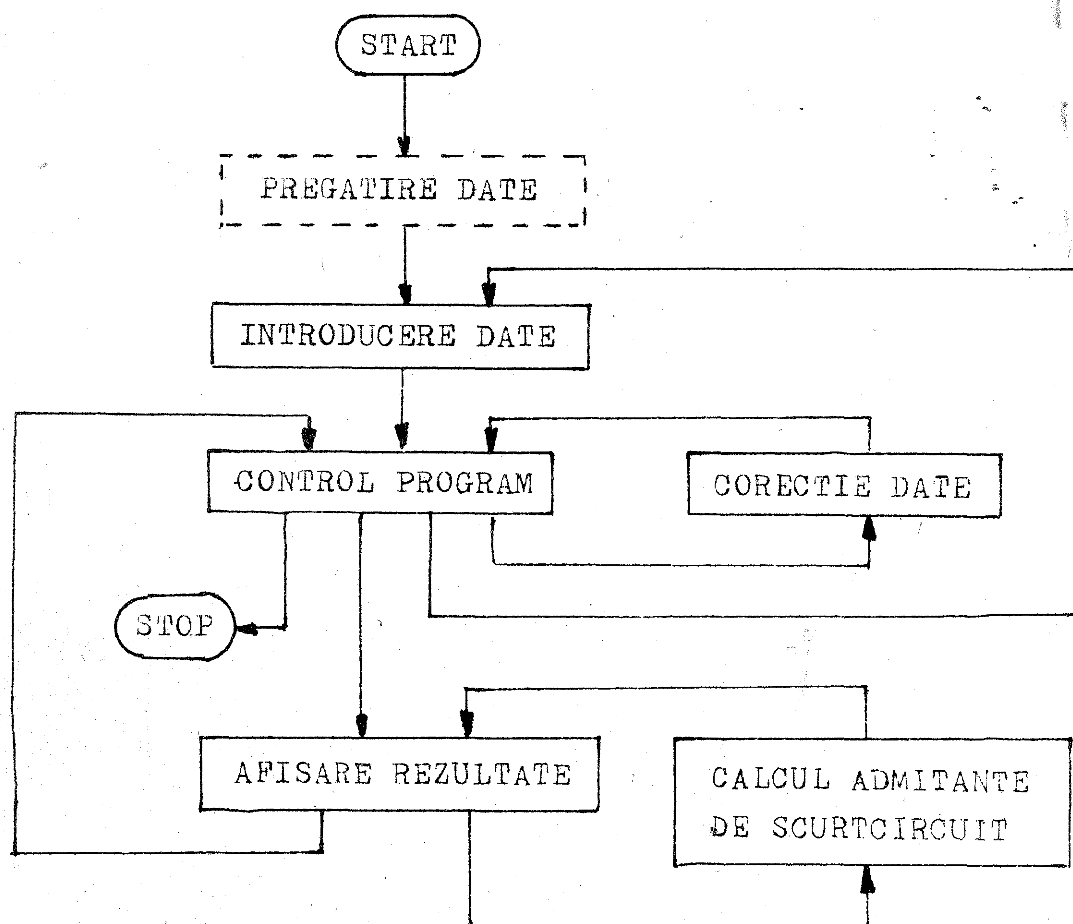



Fig. 4.1.

**Lista 4.1**

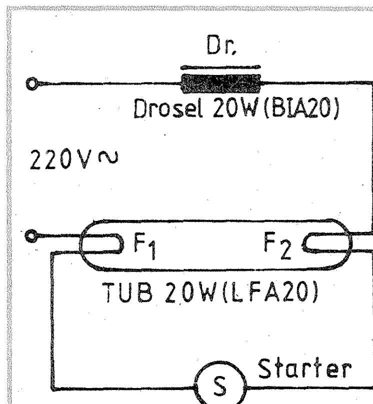
```
5100 PRINT '"* NODURI INTRARE: ";: INPUT C: PRINT C;", ";: INPUT CO: PRINT CO
5130 PRINT '"* NODURI IESIRE: ";: INPUT D: PRINT D;", ";: INPUT DO: PRINT DO
5210 PRINT '"* Rg (kOhm): ";: INPUT R1: PRINT R1: PRINT '"* Rs (kOhm): ";: INPUT R2: PRINT R2
7010 BORDER 0: POKE 23693,7: CLS : POKE 23658,8: POKE 23609,20
7050 CLS : PRINT TAB 2; FLASH 1;"ANALIZA CIRCUITELOR LINIARE": PRINT TAB 6; FLASH 1;"IN REGIM SINUSOIDAL"; FLASH 0: PRINT
7060 LET M$="RCLIUVTFOYSDE": DIM Z(LEN M$)
7100 PRINT "* MODELE: RLCUVDIETFOYS"
7115 PRINT : PRINT "* NUMARUL DE NODURI: ";: INPUT A: PRINT A: IF A<=2 THEN GO TO 7115
7130 PRINT '"* ELEMENTE: ";: INPUT B$: PRINT INVERSE 1;B$
7135 LET F$="H": FOR I=1 TO LEN B$: IF B$(I)="V" OR B$(I)="D" THEN LET F$="M"
7136 NEXT I
7140 IF F$="M" THEN GO TO 7180
7145 PRINT '"* UNITATEA DE": PRINT "  FRECVENTA (G/M/K/H): ";: INPUT F$
7160 IF F$<>"G" AND F$<>"M" AND F$<>"K" AND F$<>"H" THEN GO TO 7145
7163 PRINT F$
7165 IF F$="G" THEN LET F$="GHz": LET C$="fF": LET L$="nH": LET T$="ns"
7180 IF F$="M" THEN LET F$="MHz": LET C$="pF": LET L$="uH": LET T$="us"
7195 IF F$="K" THEN LET F$="kHz": LET C$="nF": LET L$="mH": LET T$="ms"
7210 IF F$="H" THEN LET F$=" Hz": LET C$="uF": LET L$=" H": LET T$=" s"
7220 LET FO=1: FOR I=1 TO LEN B$: IF B$(I)="L" OR B$(I)="U" THEN LET FO=2
7221 NEXT I
7225 IF FO=1 THEN GO TO 7255
7240 PRINT '"* Fo (";F$;"): ";: INPUT FO: PRINT FO
7255 LET F1=2*PI*FO: LET X$=" "
7270 FOR I=1 TO LEN B$: FOR J=1 TO LEN M$: IF B$(I)=M$(J) THEN GO SUB 7455
7285 NEXT J: NEXT I
7320 DIM P(A): PRINT
7455 PRINT '"* ELEMENTE "; INVERSE 1;B$(I); INVERSE 0;": ";: INPUT Z(J): PRINT Z(J): PRINT
7475 GO SUB 7505+150*(J-1): FOR K=1 TO Z(J): GO SUB 7520+150*(J-1): NEXT K: RETURN
```

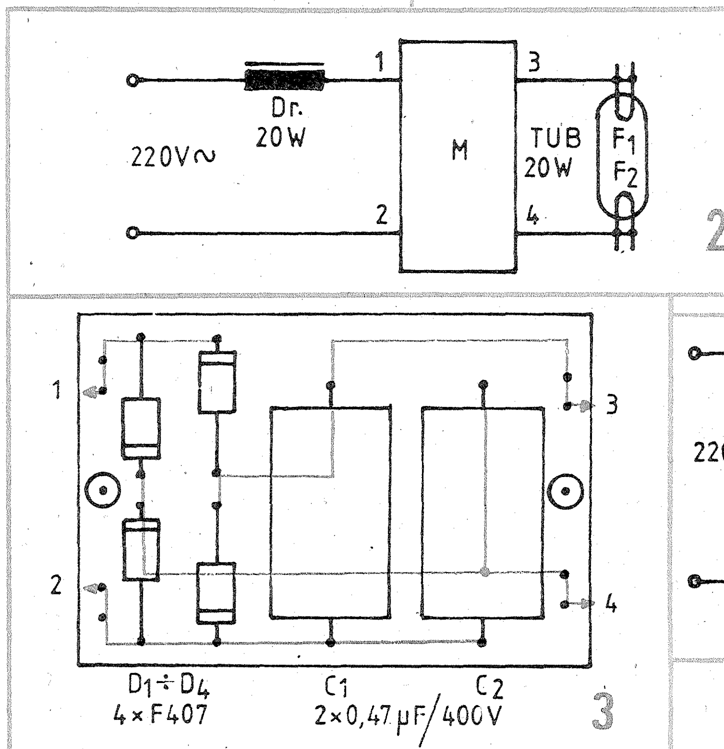
# NEON „VEȘNIC"

Ideea colaboratorului nostru, dl. ing. Barbu Popescu, de a readuce în atenția dumneavoastră problema refolosirii tuburilor fluorescente „arse" (vezi articolul din acest număr) mi s-a părut foarte bună. Este vorba, desigur, despre tuburile destinate iluminatului uzual (cu puteri între 6 W și 40 W), impropriu denumite adesea tuburi cu neon, care au unul sau ambele filamente arse ori întrerupte, dar care nu și-au pierdut etanșeitatea, păstrînd intactă atmosfera specifică din interior (gaz inert, la presiune scăzută). Aceste tuburi pot fi, într-adevăr, refolosite pe durate de timp ce depășesc adeseori (chiar ca ordin de mărime!) „viața" medie de funcționare în condițiile clasice de alimentare. Unul din procedeele simple ce se pot aplica în acest scop vă este reamintit în articolul menționat și — ca amator care m-am „jucat" mult timp cu astfel de montaje — am simțit datoria să confirm cele arătate de colegul nostru, ba chiar să propun cîteva sugestii în plus. Mă și întreb uneori de ce se vor mai fi ambiționînd producătorii consacrați de tuburi fluorescente (și de corpuri de alimentare a acestora) să păstreze principiul „clasic" de amorsare-alimentare, cînd există atîtea metode simple, eficiente, poate și mult mai economice, de a elimina complet starterul, de a suprima filamentele (înlocuibile prin doi electrozi adecvați), ba chiar de a înlocui și droselul prin „altceva".

Revenind la articolul menționat, propun celor interesați o sugestie de aranjare a pieselor și cablaj pentru varianta „alimentatorului" de 20 W (schema cu patru diode și două condensatoare). Pentru a vedea mai bine modificările ce trebuie făcute în cazul unui corp de iluminat existent, reamintesc în figura 1 schema instalației care conține un singur astfel de tub (modelele mai recente includ și un condensator, cu rolul de compensare a factorului de putere). În varianta nouă de alimentare, redată sintetizat în figura 2 (s-a notat cu M modulul propriu-zis ce urmează a fi realizat), starterul S dispare complet, iar filamentele F1, F2 ale tubului nu mai sînt înseriate în circuit nici la momentul inițial. Pentru mai multă siguranță, chiar, este bine ca terminalele fiecărui filament în parte să fie scurtcircuitate între ele, deoarece nu știm în vecinătatea cărui terminal este ars sau întrerupt filamentul, iar de electrozi de amorsare-descărcare cît mai mari avem nevoie evident, și în acest caz.

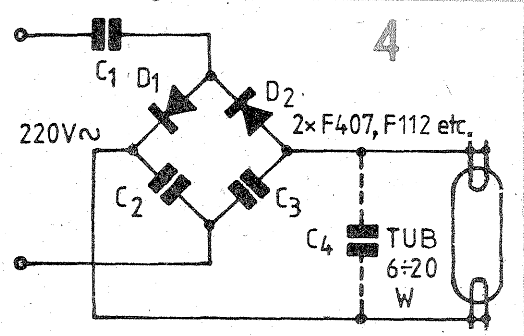
Modulul M propus (fig. 3) a fost conceput pentru condensatoare de tip PMP, de 0,47 μF/400 V c.c. și diode de tip F407, eventual 1N4007.




nu fac decît să adauge la sursa de lumină și un mic reșou total nedorit, costisitor, care creează serioase probleme de disipație). După cum ați ghicit, probabil, soluția alternativă ar fi să înlocuim droselul printr-un condensator de capacitate adecvată, alegînd, bineînțeles, un model care să suporte lejer tensiunea alternativă de rețea și curentul solicitat de tubul dorit.

Pentru amorsarea rapidă și sigură, fără starter (și fără filamente) se poate apela la orice variantă de multiplicator de tensiune cu diode și condensatoare. De pildă, în cazul tuburilor fluorescente „mici" (6 W, 8 W, 14 W, chiar și 20 W), rezultate bune se obțin și cu redresorul-dublor extrem de simplu sugerat în figura 4 (componentele D1, D2, C2, C3). Condensatorul C1 reprezintă aici tocmai „balastul" de care vorbeam, adică elementul reactiv serie de limitare în curent (după amorsarea descărcării!), iar condensatorul C4, plasat în paralel pe tub, poate îmbunătăți simțitor intensitatea luminoasă, prin tatonare experimentală. În cazul tuburilor de 6—14 W se poate încerca pentru C1 un condensator de 3—4 μF la minimum 250 V c.a. (model „serie", de curent mare și, evident, nepolarizat), pentru C2 și




C3 se poate pleca de la 1,5—3 μF la minimum 400 V c.c., iar C4 se tatonează de la zeci de nanofarazi pînă la microfarazi, folosind condensatoare la cel puțin 400 V c.c.

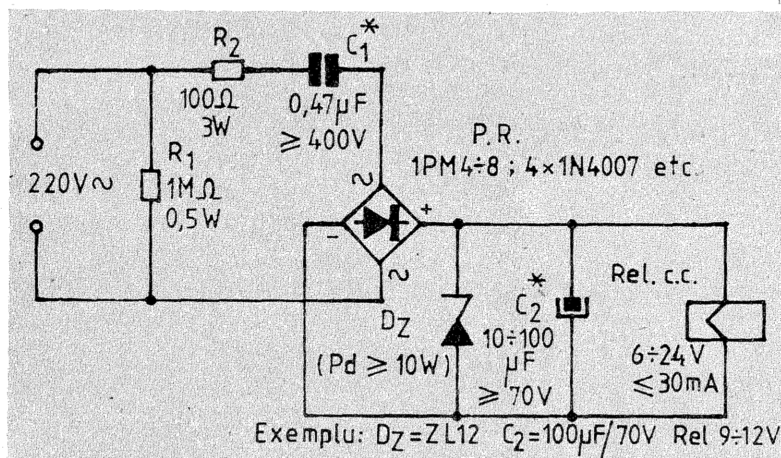
fără modificări. O să vi se pară poate prea „aerisit", cu risipă de spațiu chiar, dar nu trebuie să uităm că avem de-a face cu tensiuni mari, ce impun izolare (distanțe) corespunzătoare. Oricum, spațiu liber există berechet în interiorul corpului de iluminat, alături de voluminosul drosel care rămîne pe poziție, dar cu conexiunile modificate ca în figura 2.

O problemă care îi frămîntă pe mulți experimentatori de astfel de montaje este aceea de a elimina/substitui și droselul. Avantajele ar fi evidente, cu condiția ca, după amorsare, diferența dintre tensiunea rețelei și cea păstrată de coloana de gaz ionizat la „bornele" sale să fie preluată tot de un element reactiv (variantele cu rezistență ohmică serie pentru limitare

Propun amatorilor interesați să studieze teoretic și experimental acest montaj simplu, cu recomandarea cuvenită de a evita atingerea condensatoarelor cu mîna, chiar după deconectarea alimentării (se scurtcircuitează în prealabil fiecare condensator). Personal am obținut rezultate bune cu tuburi de 6 W și 14 W și mulțumitoare cu tuburi de 20 W.

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

# RELEE „MICI" LA REȚEA




Se întîmplă cîteodată să avem nevoie de un releu care să „supravegheze" rețeaua de tensiune alternativă, de pildă pentru avertizare sau conectarea automată a unor consumatori pe surse auxiliare, în cazul unor căderi accidentale de tensiune. Și cum releele special construite pentru 220 V~ sînt mai rare (și mai scumpe), apelăm, de regulă, la relee obișnuite cu tensiuni continue de alimentare joase, uzual între 6 și 24 V. Aceasta presupune însă realizarea unui bloc adecvat de alimentare, respectiv a unui mic redresor filtrat, care ne deranjează uneori în ceea ce privește transformatorul coborîtor (gabarit, cost, realizare specială, mai ales cînd este vorba de tensiuni mai puțin uzuale, cum ar fi 18 V sau 24 V).

Dacă modelul de releu disponibil are o izolație bună (distanțe mari) între contactele de lucru și terminalele bobinei și, bineînțeles, dacă el nu necesită un curent prea mare de anclanșare fermă (de pildă sub 25—30 mA), o soluție convenabilă ar fi să apelăm la una din variantele de redresare fără transformator, așa cum vă sugerează exemplul din figura alăturată.

Comentarii prea multe nu sînt necesare, montajele de acest gen fiind descrise recent în revistă, chiar la rubrica de inițiere. Exemplul poate fi aplicat practic la orice tip de releu care anclanșează ferm la cel mult 30 mA, avînd tensiunea nominală între 6 V și 24 V. La nevoie se poate mări puțin capacitatea lui C1.

Singurul element mai pretențios îl constituie dioda Zener DZ, care trebuie să fie un model de putere (cel puțin de 10 W), cu tensiunea nominală aproximativ egală cu cea a releului, preferabil puțin mai mare. Daca nu se poate procura o diodă cu tensiunea dorita, se vor înseria eventual două (tot modele de putere). De pildă, pentru un releu cu tensiunea de anclanșare fermă cuprinsă între 9 V și 12 V am obținut rezultate bune cu un Zener ZL12 (I.T.T.). Pentru un releu de 18—24 V se pot monta în serie două astfel de diode.

# „PANĂ" DE CURENT

Întreruperea tensiunii de rețea poate avea consecințe neplăcute, uneori chiar foarte costisitoare, după cum bine știm cu toții din păcate și nici nu ne place să ne mai amintim măcar. Astfel de „evenimente" survin, totuși, uneori — chiar și la case mai mari — așa că nu e rău să fim pregătiți din timp.

Ce poate însă face beneficiarul de rînd al rețelei, care nu dispune de un grup electrogen propriu cu conectare automată? Două lucruri, cel puțin: întîi să avertizeze — dacă este cazul și dacă are pe cine — asupra evenimentului, pentru luarea unor măsuri adecvate de deconectare a unor consumatori pretențioși, ca și de salvare a unor bunuri puse în primejdie (cum ar fi, pe timp mai îndelungat, alimentele din frigider, peștii dintr-un acvariu termostatat etc.); al doilea, să realizeze un circuit separat de iluminare de „avarie", cu surse autonome de mică putere (seturi de baterii sau acumulator), care să intre automat în funcțiune la căderea rețelei, preferabil numai atunci cînd „evenimentul" survine pe întuneric. Este știut faptul că întreruperea totală a iluminării în locurile publice poate produce disconfort, panică, sau poate chiar stimula anumite spirite predispuse la dezordine, violență, furt.

Prima măsură pare și este chiar foarte ușor de aplicat, cu condiția să avem în permanență la îndemînă o sursă auxiliară de tensiune, în bună stare. Orice tip de avertizor sonor, S — buzer, sonerie, sirenă etc. — poate fi pus automat în funcțiune la căderea rețelei prin intermediul contactelor normal închise, k, ale unui releu Rel, de exemplu ca în figura 1. Pentru simplificare s-a indicat un releu de rețea (220 V~), dar cu mici modificări poate fi folosit și unul de curent continuu, cu tensiune joasă de lucru. Sursa auxiliară B va fi aleasă corespunzător tipului de avertizor existent. Întrerupătorul I permite deconectarea avertizării — după recepționarea ei — în caz că „pana" de curent durează mai mult, pentru a nu consuma inutil bateria B.

Dacă nu avem însă la dispoziție o astfel de sursă și dacă situația este de așa natură încît o avertizare scurtă, de ordinul secundelor sau al zecilor de secunde, se dovedește satisfăcătoare, putem apela la artificiul din figura 2. Același releu Rel, la 220 V~, este folosit pentru supravegherea rețelei, contactele sale normal închise, k, fiind deschise în starea de veghe (releul anclanșat). Prin grupul serie R1-D1 de limitare-redresare, condensatorul C1 se încarcă la valoarea de vîrf a tensiunii de rețea, cca 310 V, înmagazinînd energia necesară pentru alimentarea pe timp scurt a avertizorului, atunci cînd rețeaua cade accidental. Am scăpat astfel foarte simplu de sursa auxiliară, iar avertizorul sonor propus are o schemă la fel de simplă: un clasic oscilator cu beculeț cu „neon", din acelea utilizate la unele aparate electrocasnice ca indicatoare de funcționare. Atenție, însă, unele dintre aceste indicatoare au încorporată și rezistența uzuală de limitare, de ordinul sutelor de kiloohmi, care pentru aplicația de față se îndepărtează.

Principiul oscilatorului este arhicunoscut, avînd la bază încărcarea condensatorului C2, prin rezistența de limitare R2, pînă la tensiunea de amorsare a becului, cînd C2 se descarcă brusc și ciclul se reia. Frecvența este determinată în principal de valorile R2 și C2 (practic depinde și de tipul becului și de rezistența de sarcină). În cazul nostru, însă, oscilația va avea o frecvență variabilă continuu, scăzînd de la valoarea inițială dictată de R2 și C2 pînă la zero, pe măsură ce scade tensiunea la bornele „sursei" C1.

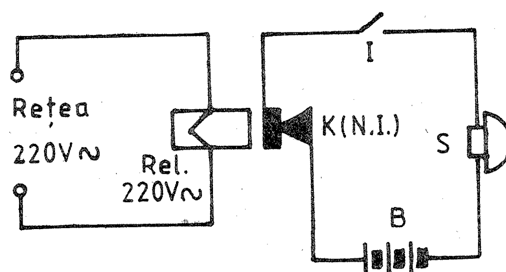
Impulsurile de curent produse prin descărcarea lui C2 sînt traduse de grupul Tr.+Dif. rezultînd semnalul sonor de avertizare. Practic se poate folosi direct un difuzor de radioficare, împreună cu transformatorul său încorporat.

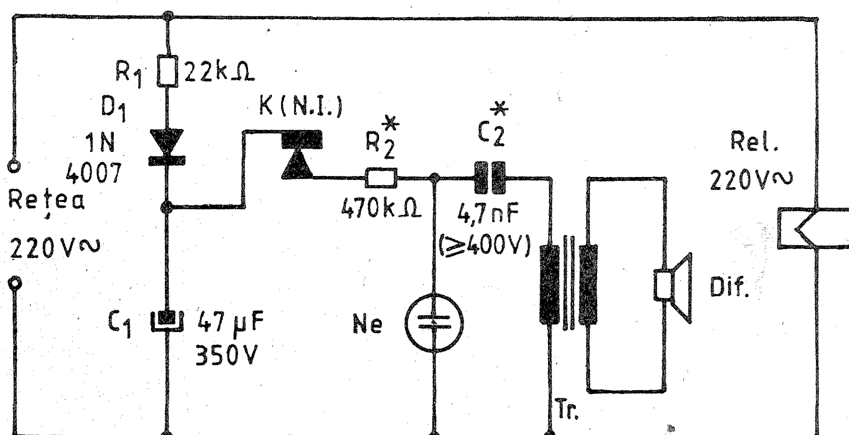
Condensatorul C1, care trebuie să aibă tensiunea nominală de lucru de cel puțin 350 V, se va alege cu valoarea capacității cît mai mare, de ordinul a 47—100 μF. Pentru probe se poate folosi și unul mai mic, de 10 μF/350 V.

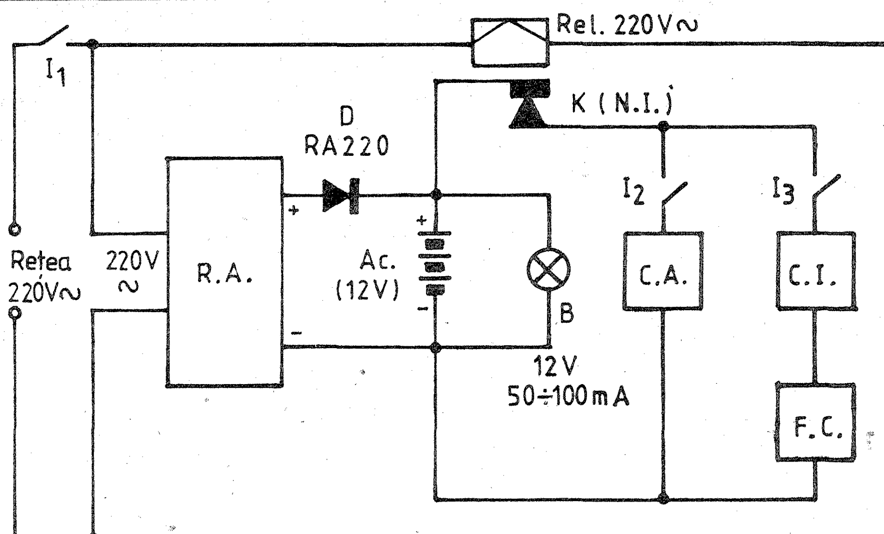
Cu această pregătire făcută, propun constructorilor interesați să urmărească schema-bloc din figura 3, unde se sugerează o instalație simplă de avertizare plus iluminare de avarie. Ideea de bază este de a folosi un acumulator auto recuperat, Ac, căruia i se atașează un redresor automat, R.A. (orice tip, cu condiția să mențină în permanență tensiunea la bornele acumulatorului între două limite acceptabile, de pildă între 11 V și 13 V, în cazul unui acumulator de 12 V). O diodă de separare, D, prevăzută pentru orice eventualitate, interzice acumulatorului să debiteze invers spre redresor. Un bec adecvat, B, de mică putere, indică în permanență starea „bună" a bateriei, asigurînd, totodată, un consum cît de cît din acumulator, pentru a preîntîmpina sulfatarea acestuia.

Circuitele propriu-zise de avertizare (C.A. — orice tip de avertizor sonor la 12 V) și de iluminare (C.I. — instalație adecvată de becuri la tensiunea bateriei) sînt conectate automat la căderea rețelei, prin închiderea contactelor k ale releului Rel. De remarcat prezența suplimentară, pe circuitul de iluminare C.I., a unui bloc de fotocomandă, F.C. — orice tip de fotoreleu electronic capabil să închidă acest circuit în condiții de întuneric ambiant și, bineînțeles, să suporte curentul mare solicitat de instalația iluminării de avarie.

Toate blocurile componente au fost descrise în numeroase variante în paginile revistei, așa că nu îi mai rămîne constructorului interesat decît să și le aleagă în mod adecvat. Iar la nevoie să solicite date suplimentare de la redacție.




# FOTOCOMANDĂ

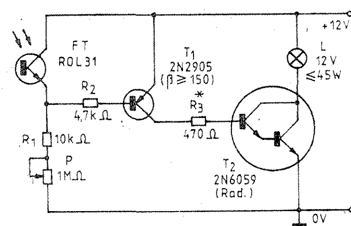
O variantă în plus pe aceasta temă, propusă posesorilor de autoturisme, dar poate mai degrabă celor ce vor să-și realizeze o miniinstalație de iluminare pentru caz de avarie, utilizînd ca sursă de energie un acumulator auto de 12 V, este cea din figura alăturată.

Circuitul de iluminare dorit — figurat în schemă prin becul unic L — poate fi alcătuit practic dintr-o combinație serie/paralel de becuri adecvate, dar fără a depăși puterea echivalentă de cca 45 W.

Iluminarea intră automat în funcțiune la lăsarea întunericului și, respectiv, este întreruptă automat atunci cînd fototraductorul — fototranzistorul FT, practic de orice tip — este iluminat peste un anumit nivel prestabilit. Pragul de sensibilitate se reglează din potențiometrul P. Firește, fereastra fototranzistorului va fi ferită de lumina directa emisă de becurile instalației L.

Piesa esențială a montajului o constituie „tranzistorul" Darlington monolitic, T2, practic de orice tip, care satisface fără riscuri sau încălzire periculoasă cerințele de curent impuse (2, 3 sau chiar 4 A).

Valorile pieselor nu sînt critice, depinzînd esențial de factorul beta al Darlington-ului și de sensibilitatea fototranzistorului. În cazul unui cîștig suficient de mare în curent al lui T2, se va mări corespunzător valoarea lui R3 și se va utiliza pentru T1 un tranzistor de mică putere, gen BC177.



# UNDAMETRUL DINAMIC „FERISOL“

Ing. LIVIU MACOVEANU, YO3RD, maestru al sportului

Unul dintre undametrele dinamice ce prezintă interes pentru radioamatori, sensibile și suficient de precise, este modelul HR102D al firmei franceze „Ferisol“. Aparatul este alcătuit din două blocuri independente, conectate între ele printr-un cablu flexibil, lung de circa 1 m. Unul dintre blocuri cuprinde oscilatorul de radiofrecvență prevăzut în exterior cu bobine schimbătoare. Celălalt bloc conține sursa de alimentare electrică stabilizată, un modulator de audiofrecvență, pentru a obține și semnale de radiofrecvență modulate și un microampermetru. Aparatul dispune de un comutator cu trei poziții, corespunzînd modurilor de lucru, respectiv în calitate de undametru cu absorbție, undametru dinamic nemodulat și undametru dinamic modulat cu 1 000 Hz.

Domeniul de funcționare este repartizat între 2 MHz și 430 MHz, folosindu-se șapte bobine schimbătoare manual, pe următoarele domenii de frecvențe: 1) 2—4,5 MHz; 2) 4,4—9 MHz; 3) 8,5—18,5 MHz; 4) 17,5—39,5 MHz; 5) 37—85 MHz; 6) 80—190 MHz și 7) 180—430 MHz.

În poziția „dinamic“, precizia de etalonare este egală sau mai mare de ± 1%.

După cum rezultă din schema electrică, blocul de radiofrecvență sau „sonda“ conține un oscilator tip Colpitts, echipat cu trioda subminiatură 5718, circuitul oscilant cu condensatorul variabil C8, cu două secțiuni statoare separate și bobinele schimbătoare, simbolizate cu L3, plus o serie de alte cîteva elemente de circuit. Inductanțele L2 și L4 sînt realizate prin bobinarea a cîte zece spire CuEm ∅ 0,4 mm pe corpurile a două rezistoare chimice de 50 Ω/0,5 W.

Modulatorul cuprinde tubul triodă 6C4 (V4), un transformator de audiofrecvență (T2) și alte cîteva piese mărunte.

Sursa de alimentare constă din transformatorul de rețea T1, redresoarea 6X4 (V1), bobina de șoc cu miez de fier L1, de 2 H, condensatoarele electrolitice C1 și C2, de cîte 10 μF/200 V, tubul stabilizator cu neon OA2 (V3) și alte cîteva piese. Tensiunea la ieșirea redresorului este de 150 V, la un curent de 30 mA.

Instrumentul de măsură M este un microampermetru magnetoelectric de 200 μA.

Potențiometrul R12, liniar, de 10 kΩ, se comandă de pe panoul grupului de alimentare și servește pentru aducerea acului microampermetrului aproape de extremitatea din dreapta lui, cînd aparatul este folosit ca undametru dinamic.

Tot pe panoul frontal al alimentatorului sînt și două borne la care se poate conecta o cască de 2 000 Ω, dacă se dorește să se asculte semnalele sau armonicile unui emițător din imediata apropiere pe poziția „dinamic“, pentru telegrafie, sau „static“ pentru telefonie. În mod normal, aceste borne se scurtcircuitează cînd nu se utilizează casca.

Întrucît am dispus numai de o sondă „Ferisol“, a trebuit să construiesc restul, la care am adus o serie de îmbunătățiri, ce vor fi expuse în continuare pentru cei care ar dori să-și construiască un astfel de aparat.

În primul rînd, am înlocuit tubul redresor cu patru diode tip F307. În locul lor se poate folosi o punte redresoare de tip 1PM2.

Tubul stabilizator cu neon OA2 l-am înlocuit cu altul, miniatură, tip 11TA31. El însă poate fi înlocuit și cu alte tuburi, precum VR150 sau SG4S, ori cu dioda Zener 20DZ150.

Bobina de șoc cu miez de fier L1 am realizat-o pe un mic miez cu secțiunea de 2cm², umplînd complet fereastra miezului cu sîrmă CuEm ∅ 0,12 mm.

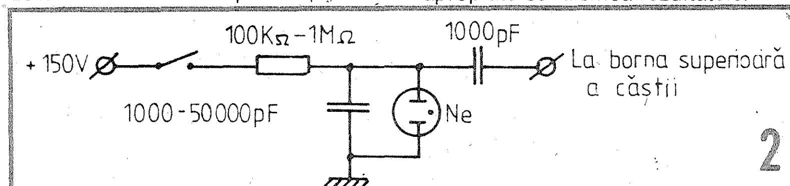
Modulatorul a fost desființat și înlocuit cu un oscilator de relaxare cu tub cu neon, de tipul celor din creioanele de tensiune. Montajul este cel din figura 2. El atacă circuitul de grilă al tubului 5718, la borna de sus a căștii. În serie cu borna de jos a căștii se intercalează între ea și rezistențele R4—R12 o bobină de șoc cu miez de fier, cu secțiunea de 2 cm², bobinînd pînă la umplerea ferestrei cu sîrmă CuEm ∅ 0,2 mm.

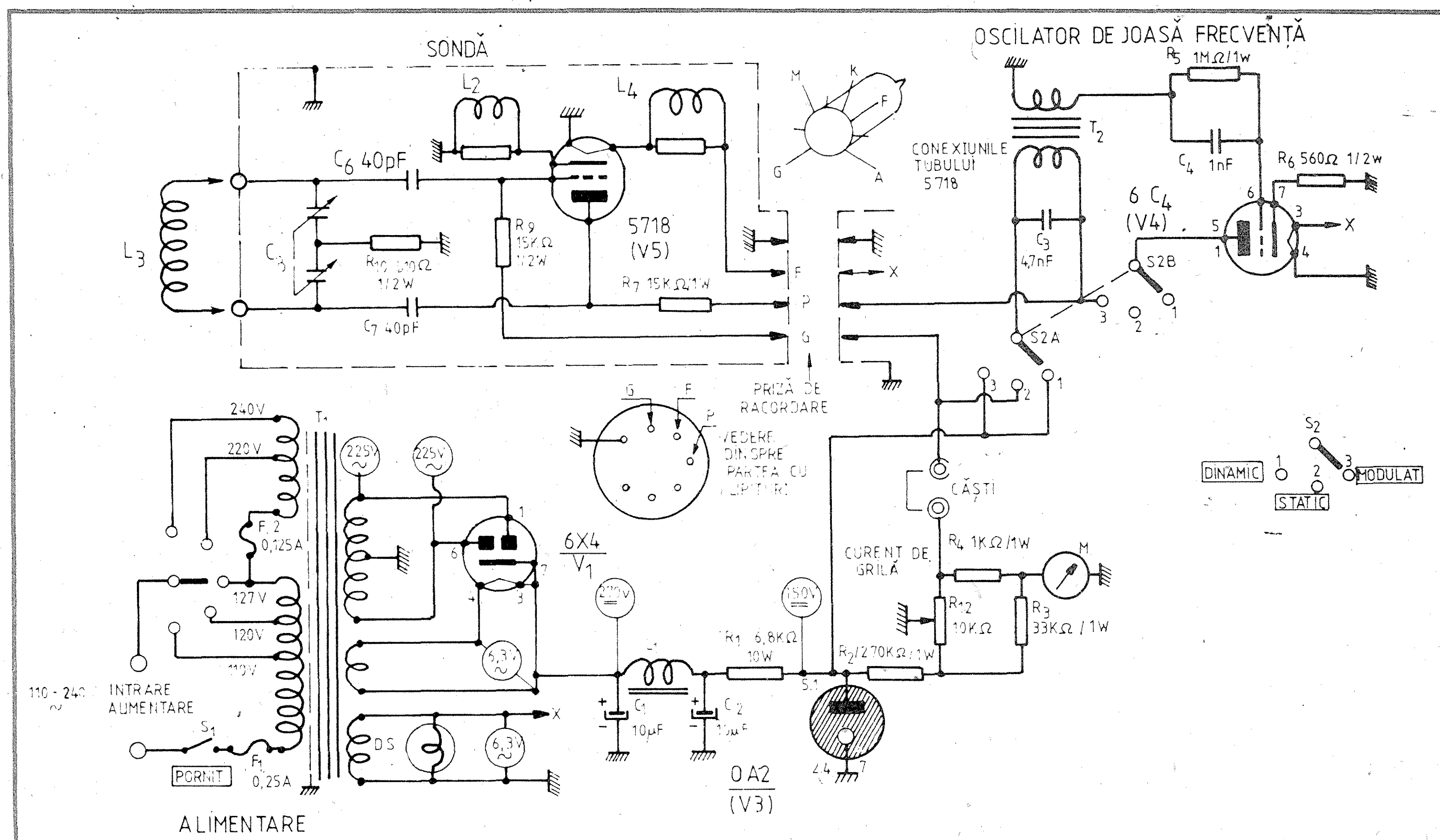
Microampermetrul a fost schimbat cu unul de 40 sau 50 μA, prevăzut însă cu două șunturi comutabile, astfel încît să poată funcționa la 1 mA, 0,2 mA și 50 μA, aceasta contribuind la reglarea sensibilității optime la diversele măsurări. Cu sensibilitatea de 40 sau 50 μA se poate măsura frecvența de rezonanță a unui circuit oscilant de la distanța de circa 10 cm între bobina circuitului și aceea a undametrului.

Tubul electronic 5718 nu a trebuit să fie schimbat, el făcînd parte efectiv din sondă. În lipsa unui astfel de tub, el se poate înlocui cu alte tuburi triode miniatură, din circuitele de radiofrecvență de la televizoare. Legăturile de la circuitul oscilant, între ele, cît și la tubul electronic trebuie să fie foarte scurte, dacă se poate piesă lîngă piesă.

Bobinele undametrului, prevăzute cu cîte două piciorușe, sînt realizate pe tuburi din material plastic, cu diametrul de 12 mm și lungimea de 60 mm, fiind bobinate cu sîrmă izolată cu email și mătase cu ∅ 0,2—0,4 mm, funcție de gama de lucru. Pentru ultimele game de frecvențe foarte înalte, bobinele sînt fie sub forma unei sîrme din alamă argintată cu ∅ 4 mm, cu geometria literei U, în lungime de 95 mm și distanța între brațe de 10 mm (gama a șasea), fie ca o mică platbandă cu grosimea de 1,5 mm lățimea de 8 mm, îndoită în formă de V, cu laturile de 12 mm (gama a șaptea). Datele de la celelalte bobine nu pot fi citite, deoarece ele sînt protejate deasupra și nu se poate umbla la ele. Dar nu este deloc complicat să fie calculate funcție și de capacitatea condensatorului C8. Aparatul se va etalona cu ajutorul unui frecvențmetru digital.

La utilizare, după punerea în funcțiune a aparatului pe poziția „dinamic“, se va acționa asupra potențiometrului R12, aducînd acul microampermetrului aproape de extremitatea din dreapta scalei. Se apropie strîns bobina undametrului de aceea a circuitului oscilant și se acționează condensatorul variabil C8, pînă cînd se observă o deviație netă a acului spre stînga scalei microampermetrului. Se îndepărtează apoi bobina undametrului pînă cînd încă se mai percepe deviația spre stînga, corectînd, dacă este nevoie, poziția condensatorului variabil. Această operație este necesara pentru ca cele două bobine să nu se influențeze reciproc; dacă sînt prea apropiate se falsifică rezultatele.

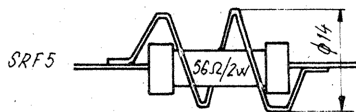


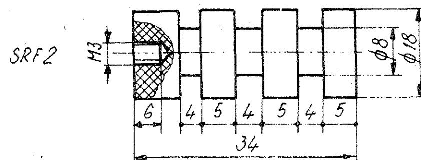



# AMPLIFICATOR DE RADIOFRECVENȚĂ

Ing. SERGIU FLORICĂ, YO3SF

1




În conformitate cu regulamentul radioamatorilor din România, stațiile de radioamatori emițători categoria I pot utiliza amplificatoare de radiofrecvență cu o putere consumată de 400 W.

Amplificatorul prezentat se încadrează în această condiție, avînd următoarele caracteristici:

— benzi de lucru: 3,5-29 MHz;

— putere maximă consumată: 360 W;

— putere de ieșire: 160 W;

— amplitudinea semnalului de intrare: 35 Vef.

Pentru a asigura aceste caracteristici s-a apelat la tuburile GU50 prevăzute cu soclu armat cu schelet metalic, ce asigură o bună ecranare în timpul funcționării.

Amplificatorul liniar (fig. 1) lucrează în clasă A sau AB, avînd posibilitatea de modificare a tensiunii de negativare alegînd clasa de funcționare după modul de lucru, telegrafie sau fonie BLU.

Semnalul de radiofrecvență (U≃≃30 V) de la transceiver este aplicat pe grila G1 a tuturor tuburilor GU50 prin intermediul rezistențelor de 20 Ω/1 W. Tot la grila G1 se aplică o tensiune negativă de 60 V pe poziția de recepție și reglabilă între 24-46 V pe poziția de emisie. Reglarea tensiunii de negativare se face cu potențiometrul de 10 kΩ/2 W, respectînd indicația ca în emisie curentul de repaus Io să fie de cca 1/5 din curentul maxim absorbit Imax.

Tensiunea grilei ecran G2 se obține de la un stabilizator de tensiune 300 V/100 mA, dotat cu tranzistorul SU161, a cărui bază este menținută la un potențial pozitiv cu ajutorul a patru diode Zener (PL75Z).

Șocul de radiofrecvență SRF2 are inductanța de 1-2 mH. Legăturile la grile se execută cu cablu ecranat și decuplările la masă (6,8 nF), lipite direct la contactul soclului.

Șocurile de radiofrecvență SRF5 se reglează prin bobinarea a cinci spire ∅ 0,8 mm CuEm pe un rezistor de 56 Ω/2 W (fig. 1). Pentru a evita orice fenomen de interferență, după executarea legăturilor la soclurile tuburilor, se va monta (fig. 2) un ecran din tablă de TDA ≠ 0,8 mm cu ajutorul a patru distanțiere din alamă montate pe șasiu. Pe ecranul metalic se fixează patru izolatoare de trecere și un izolator de susținere a șocurilor de SRF5, conform schiței din figura 3.

În partea inferioară, șasiul este compartimentat cu un ecran de TDA ≠ 0,8 mm (fig. 2, 4) pe care se fixează șocul de radiofrecvență SRF1 și rezistența bobinată 1 Ω/10 W. Pe ecran sînt prevăzute unele orificii pentru trecerea cablurilor între compartimente.

Pe partea superioară a șasiului (fig. 5) au fost prevăzute trei ecrane, iar pe peretele din spate al carcasei eventual se va monta un ventilator care are un mers continuu. Întrerupătorul I2 este comandat pe timpul recepție sau prin contactul releului R4.

Prin comutatorul I2 se poate scoate din circuit QRO-ul, lucrînd direct cu transceiverul.

Șocul de radiofrecvență SRF6 (2,5 mH) elimină eventualele oscilații sub 1 MHz. Semnalul R.F. de ieșire este „citit" de un instrument de 100 μA, care culege acest semnal printr-un divizor de tensiune 100 kΩ/10 kΩ.

**Date constructive.** Transformatorul se execută pe tole E+I, secțiunea 30 cm², avînd înfășurările din tabel.

O parte din piesele redresorului se vor monta pe un circuit placat fixat prin două suporturi de aluminiu (fig. 6). Filtrul de intrare (fig. 7) în transformator se realizează bobinînd pe o bară de ferită ∅ 8-12 mm, 22 de spire din sîrmă ∅ 0,9 CuEm (se bobinează simultan cele două fire). Condensatoarele de 10 nF vor avea tensiunea de lucru de 660 V (fig. 7).

Etalonarea scalei instrumentului de 100 μA se face montînd în punctul A (întrerupînd restul circuitului) o rezistență de valoare cunoscută (exemplu: 2 kΩ/100 W) și acționînd asupra cursorului potențiometrului semireglabil 10 kΩ pînă ce se obține indicația de 50 μA — 500 mA (echivalentul unui consum de 500 mA). Nu se vor depăși 5 secunde pentru test.

Șocul SRF2 se execută pe un corp din material izolator prevăzut cu trei șanțuri ce vor fi „umplute" cu sîrmă de CuEm ∅ 0,1 mm conținînd cca 80-100 de spire pe fiecare galet. Pentru SRF6 se utilizează un corp cu cinci șanțuri umplute cu sîrmă de CuEm 0,1 mm. Șocul SRF1 este confecționat pe un tub de carton cu ∅ 25 mm, lung de 130 mm, bobinînd cu sîrmă ∅ 0,3 CuEm 220 spire, spiră lîngă spiră, plus 10 spire cu pas variabil. După bobinare se aplică un strat de lac incolor.

Bobina L1 are 7 spire cu sîrma CuAg ∅ 2 bobinate în aer, D = 22 mm, lungimea de 30 mm, iar L2 se executa pe un cilindru izolator D = 30 mm, lungimea de 50 mm (19 spire cu sîrma CuEm ∅ 1,5, cu lungimea de 35 mm).

Bobinele se montează în imediata apropiere a comutatorului pe calit.

Punerea la punct a amplificatorului se face după un posibil program pe care îl punem la dispoziția cititorilor după cum urmează:

1.a — cu tuburile scoase din socluri se verifică cu voltmetrul tensiunile continue ale redresorului;

b — în borna de acționare a releelor se scurtcircuitează intrarea și se urmărește modul de comutare a releelor (cu ohmmetrul se verifică poziția de recepție, contactele R ale releelor R2 și R3 să fie conectate); în punctul B, cu voltmetrul conectat la masă, pe scala de 100 V c.c., se verifică tensiunea de −60 V pe poziția „Recepție" și −20 ÷ −40 V pe poziția „Emisie", acționînd cursorul potențiometrului 10 kΩ/2 W;

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

| | U (V) | I (mA) | Număr de spire | Diametrul sîrmei (mm) |
|---|---|---|---|---|
| Primar | 220 | 400 | 330 | 0,5 |
| Secundar | 450 | 1000 | 675 | 0,8 |
| | 320 | 120 | 480 | 0,3 |
| | 60 | 100 | 90 | 0,25 |
| | 12,6 | 3600 | 19 | 1,5 |
| | 5 | 200 | 8 | 0,35 |
| | 12 | 600 | 18 | 0,6 |

# AMPLIFICATOR DE PUTERE ULTRALINIAR

Ing. EMIL MARIAN

Amplificatorul de putere, a cărui schemă electrică este prezentată în figura 1, are următoarele performanțe:
- tensiunea de intrare $U_i = 250\ mV_{RMS}$;
- impedanța de intrare $Z_i = 25\ k\Omega$;
- impedanța de ieșire $Z_e = 4\ \Omega$;
- puterea de ieșire P = 100 W;
- banda de frecvență B = 14 Hz-20 kHz;
- atenuarea la capetele benzii de frecvență A = 1 dB;
- raportul semnal-zgomot F/N≥75 dB;
- viteza de răspuns SR = 25 V/μs;
- distorsiunile armonice totale THD≤0,1%;
- distorsiunile de intermodulație TID≤0,03%.

Semnalul se aplică la intrarea montajului prin intermediul condensatorului C1. Primul etaj reprezintă un amplificator diferențial care conține tranzistoarele T1, T2 și T3. Grupul R1, R2, C2 reprezintă un filtru trece-jos de tip T, cu rolul de a bloca amplificarea semnalelor cu o frecvență mai mare de 20 kHz. În acest fel se evită din start atît amplificarea semnalelor ultrasonore ce ar putea proveni accidental de la sursa de semnal audio util, precum și funcționarea necorespunzătoare generală a amplificatorului, prin evitarea posibilității de apariție a unor intermodulații. Se observă că în emitoarele tranzistoarelor T1 și T2 este amplasată o sarcină activă de tip generator de curent constant, soluție ce îmbunătățește mult funcționarea amplificatorului diferențial, atît în ceea ce privește impedanța de intrare, cît și liniaritatea caracteristicii de transfer. Potențiometrul semireglabil R9 este prevăzut în scopul reglajului offset-ului amplificatorului, astfel încît în lipsa semnalului de intrare, prin difuzoare să nu circule o componentă de curent continuu ($I_{dif\ max} \leq 5$ mA).

Semnalul amplificat este preluat din colectorul tranzistorului T2 și aplicat galvanic în baza tranzistorului T4. Acesta îndeplinește rolul etajului-pilot, care asigură excursia maximă în tensiune a semnalului audio. Pentru optimizarea funcționării etajului-pilot s-a ales pentru acesta o sarcină activă de tip generator de curent constant, realizată cu ajutorul tranzistorului T6. Generatorul de curent constant oferă avantajul realizării unei impedanțe mari în curent alternativ și mici în curent continuu. Acest fapt implică realizarea unei amplificări foarte mari și, totodată, cu distorsiuni de neliniaritate minime.

Tranzistorul T5 realizează sursa de tensiune constantă necesară polarizării în clasa AB a etajului final. Analizînd schema electrică proprie etajului final, se observă că acesta prezintă o structură mai deosebită. Aranjamentul etajului final este de tipul unui cvasirepetor pe emitor. Astfel, tranzistoarele T7, T9 și T12 realizează un triplet de tip npn, iar tranzistoarele T8, T10 și T13 un triplet de tip pnp. Se observă că repetorul pe emitor clasic, format din cele două tranzistoare complementare de putere, este completat de prezența a două sarcini dinamice, de asemenea complementare, realizate de dubletul T11 și T15 (de tip npn) și T14 și T16 (de tip pnp). Polarizarea celor două tranzistoare de tip dublet este realizată de grupul R22, D5, R24 și R23, D6, R26. Se observă că în pauză (în lipsa semnalului de intrare), pe fiecare dintre cele două tranzistoare de tip triplet este aplicată doar jumătate din tensiunea de alimentare. Acest fapt îmbunătățește foarte mult proprietățile de disipație termică a montajului în timpul livrării puterii nominale. În cazul aplicării semnalului audio la intrarea amplificatorului, cei doi dubleți T11, T15 și T14, T16 asigură excursia maximă în tensiune a punctului de funcționare ce definește amplificarea etajului final. În acest caz, în emitoarele tranzistoarelor T12 și T13 se obține o tensiune egală în valoare absolută $U_e = U_A - UD_5$. Pierderea de putere datorită micșorării efective a tensiunii de alimentare menționată anterior este însă pe deplin compensată de performanțele foarte bune ale acestui tip de etaj final în ceea ce privește liniaritatea caracteristicii de transfer și prezența unei amplificări mari de curent, cu distorsiuni neliniare și de intermodulație foarte reduse (practic inexistente).

Un alt avantaj esențial care compensează pe deplin complexitatea configurației etajului final este realizarea unei disipații termice foarte eficiente, deoarece configurația etajului final permite obținerea unei puteri disipate pe sfert față de un etaj final clasic, realizat cu tranzistoare complementare. Dubleții T11, T15 și T14, T16 reprezintă, în același timp, generatoare de curent care asigură o alimentare cu energie electrică optimă a celor doi tripleți complementari, realizați cu tranzistoarele T7, T9, T12 și T8, T10, T13. Se observă că la ieșirea etajului final este amplasat un filtru R27C7 de tip trece-jos, care blochează complet posibila apariție a unor oscilații de frecvență ultrasonoră. Rezistența R4 este amplasată într-o buclă de reacție negativă ce definește amplificarea etajului final, între ieșirea și intrarea acestuia. Rezistențele R18 și R19 reprezintă o reacție negativă de curent care optimizează funcționarea etajului final (prezente, de altfel, la orice etaj final de putere). În vederea unei protecții suplimentare a grupului de difuzoare ce se amplasează la ieșirea etajului final, constituind sarcina acestuia, s-a introdus siguranța fuzibilă S3.

## Realizare practică și reglaje

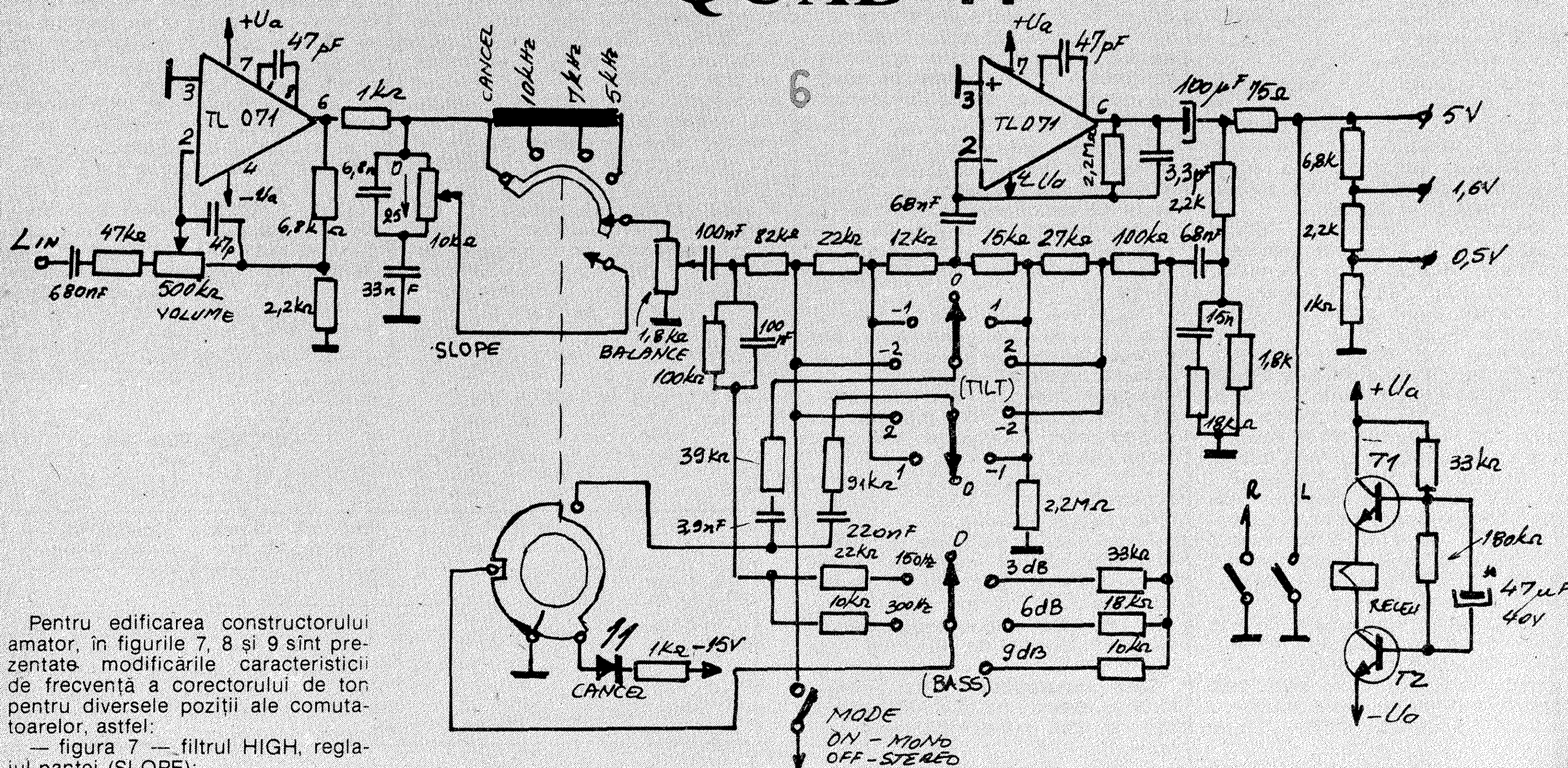
Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru. La realizarea cablajului imprimat se iau toate măsurile de precauție ce privesc montajele destinate funcționării în audiofrecvență. Tranzistorul T5 împreună cu componentele aferente sursei de tensiune constantă se montează separat pe o plăcuță de cablaj imprimat. Ulterior, tranzistorul T5 se montează pe radiatorul tranzistoarelor finale (care conține tranzistoarele T11, T15, T12, T9, T10, T13 și T14, T16). Radiatorul pe care se amplasează tranzistoarele finale se realizează din aluminiu și se dimensionează astfel încît să poată disipa minimum 40% din puterea nominală. Bobina L1 se realizează prin amplasarea a 20 de spire din conductor CuEm de grosime 1,5 mm pe o rezistență R25 de 2 kΩ/5 W (aceasta constituind suportul fizic al bobinei).

Montajul se realizează în varianta mono sau stereo, în funcție de tipul utilizării ulterioare (stație de sonorizare, amplificator pentru chitară electrică etc.). După realizarea montajului se verifică amplasarea fiecărei componente, deoarece orice greșeală duce la cel puțin nefuncționarea în parametri a acestuia. Se ștrapează intrarea amplificatorului și ulterior se alimentează de la o sursă dublă de tensiune $U_A = \pm 45$ V.

(URMARE DIN NR. TRECUT)

# QUAD 44

Ing. AURELIAN MATEESCU




Pentru edificarea constructorului amator, în figurile 7, 8 și 9 sînt prezentate modificările caracteristicii de frecvență a corectorului de ton pentru diversele poziții ale comutatoarelor, astfel:
- figura 7 — filtrul HIGH, reglajul pantei (SLOPE);

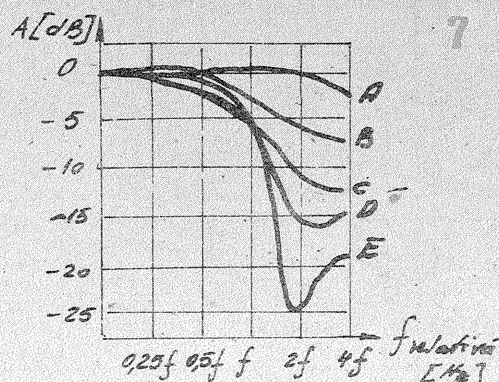
TIPUL TRANZISTOARELOR

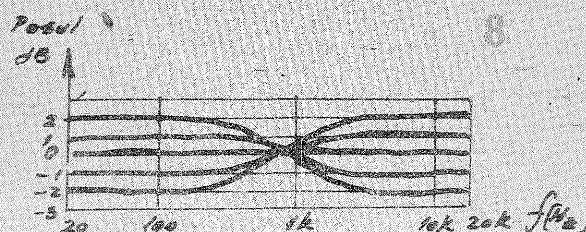
| | | | |
|---|---|---|---|
| T1 | 2N1711 | T9 | BD 240 |
| T2 | 2N1711 | T10 | BD 239 |
| T3 | 2N1711 | T11 | 2N3055 |
| T4 | BD 140 | T12 | BDX 18 |
| T5 | BD 136 | T13 | 2N 3055 |
| T6 | BD 139 | T14 | BDX18 |
| T7 | 2N 1711 | T15 | BD 239 |
| T8 | 2N 2905 | T16 | BD 240 |

Reglajele inițiale ale amplificatorului se fac conectînd la ieșirea acestuia o sarcină rezistivă de 100 Ω/10 W (în vederea limitării curentului ce ar putea fi absorbit de la sursa de alimentare). În locul siguranței fuzibile S3 se conectează un miliampermetru (pus inițial pe domeniul maxim). Se acționează cursorul potențiometrului semireglabil R9 astfel încît prin rezistența de sarcină să circule un curent mai mic de 3 mA (practic prin sarcină nu trebuie să circule curent). Ulterior se acționează cursorul potențiometrului semireglabil R13 astfel încît prin tranzistoarele finale să circule un curent de $I_0$ = 60 mA. După aceste reglaje amplificatorul este gata de funcționare. Dacă amatorul posedă un osciloscop, se înlătură ștrapul de la intrarea montajului, se aplică un semnal de 250 $mV_{RMS}$ cu frecvențele de 16 Hz/1 kHz și 18 kHz și se vizualizează forma de undă a semnalului audio util. În cazul în care constructorul posedă un osciloscop cu memorie se poate face și testarea dinamică a amplificatorului folosind frecvențele 40 Hz, 1 kHz și 16 kHz.

Se observă în toate cazurile că amplificatorul se încadrează cu ușurință în parametrii estimați inițial. Pentru obținerea acestor performanțe este obligatorie împerecherea inițială a tranzistoarelor T1 și T2, T7 și T8, T9 și T10, T12 și T13, T11 și T14, T15 și T16 în ceea ce privește factorul de amplificare în curent (diferențele pentru fiecare pereche de tranzistoare menționate trebuie să fie mai mici de 3%). Se va avea grijă ca diodele Zener D5 și D6 să prezinte aceeași tensiune $U_Z$ pentru curentul $I_z$ ales. Pentru obținerea puterii nominale este necesar ca sursa de tensiune să poată livra un curent de minimum 6A pe fiecare ramură, fără scăderi apreciabile de tensiune ($\Delta U \leq 1$ V).

Realizat și montat corect, amplificatorul va confirma pe deplin performanțele estimate inițial, încadrîndu-se cu ușurință în categoria HI-FI.



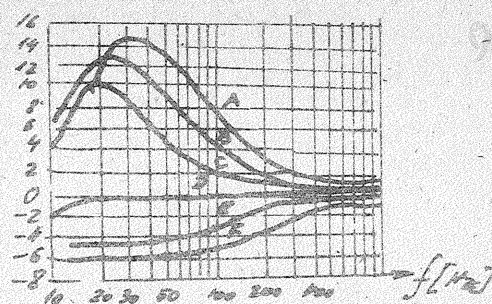




**Figura 6:** QUAD 44. Preamplificatorul corector de ton

* **NOTĂ.** Pînă la încărcarea condensatorului de 47 μF, preamplificatorul nu are semnal la ieșire.

**Figura 7:** Filtrul pentru frecvențe înalte. Curbe normate pe $f_0$. Panta de tăiere a filtrului se reglează din SLOPE.

A = 0, B = 5; C = 10, D = 15, E = 25.

**Figura 8:** Eficiența reglajului de ton TILT ± 2 dB.

**Figura 9:** Corectorul BASS CONTROL. Curbele de trecere.

— figura 8 — reglajul de ton TILT cu valoarea de ± 2 dB;

— figura 9 — reglajul BASS CONTROL.

În figura 6 se mai remarcă două aspecte:

— la ieșirea corectorului de ton se află un divizor rezistiv care asigură trei niveluri de tensiune a semnalului util (500 mV, 1,6 V și 5 V);

— montajul este prevăzut cu un circuit auxiliar care „pune la masă" ieșirea preamplificatorului pînă la încărcarea unui condensator electrolitic (47 μF/40 V). Montajul asigură o pornire „curată" a liniei audio, fără zgomote tranzitorii.

Releul utilizat trebuie să fie de bună calitate, la o tensiune de lucru de circa 30 V. În cazul în care tensiunea de lucru este mai mică, se va utiliza o rezistență de balast dimensionată corespunzător. Un astfel de circuit este deosebit de util și pentru protecția incintelor acustice în cazul etajelor finale tip A.O. (fără condensator de cuplaj la ieșire, cu alimentare de la sursă bipolară). La „pornirea" acestor etaje finale se constată o puternică pocnitură datorată regimului tranzitoriu de pornire. „Bubuitura" solicită în mod inutil incintele acustice, din care motiv acest montaj este deosebit de util.

# SCALĂ NUMERICĂ

ing. VICTOR DAVID

## 1. PREZENTARE GENERALĂ

Modul de realizare a unui sistem de acord digital DTS — Digital Tuning System — a constituit subiectul articolului (1). S-a sugerat posibilitatea folosirii unui astfel de sistem de acord, în egală măsură, într-un receptor radio dotat cu acord pe varicap (de exemplu tunerul Electronica, RR Rallye etc.).

Dacă pentru un receptor TV este satisfăcătoare o scală indicatoare realizată cu 8 LED-uri, într-un receptor radio este necesară fie afișarea pe un număr mare de LED-uri — metodă evident costisitoare și imprecisă —, fie utilizarea unui display numeric. Această ultimă soluție este prezentată în cele ce urmează.

Dispozitivul permite afișarea frecvenței de acord pe 4 digiți în banda OIRT și, respectiv, pe 5 digiți în banda CCIR, în funcție de posibilitățile radioreceptorului. Este alimentat cu o singură tensiune de +5 V și realizează stingerea afișării la închiderea receptorului, reducîndu-și astfel consumul de la cca 300 mA la mai puțin de 100 mA în regim de așteptare.

Conversia neliniară a domeniului tensiune varicap într-un domeniu de frecvență de acord se face cu ajutorul unei memorii de tip EPROM. Această metodă, relativ laborioasă din cauza celor 256 de puncte de conversie (respectiv 2x256 pentru receptoare cu ambele benzi UUS), conduce totuși la un preț de cost net inferior unuia cu sinteză de frecvență.

## 2. FUNCȚIONAREA SCHEMEI

Schema electrică a dispozitivului de afișare numerică a frecvenței de acord, prezentată în figură, conține patru circuite integrate, dintre care trei sînt strict legate de afișarea multiplexată.

Astfel, porțile circuitului CI1 sînt conectate într-o schemă de oscilator. Semnalul de la ieșirea oscilatorului atacă un numărător cu patru stări cu ieșirile decodificate. Secțiunea de numărare este realizată prin cei doi bistabili ai circuitului CI2, în timp ce decodificarea se face cu ajutorul porților circuitului CI3.

Cele patru ieșiri decodificate comandă, prin intermediul tranzistoarelor T9,...,T12, aprinderea în ordine a celor patru digiți D2,...,D5.

Cuvîntul binar de stare Q2Q1 adresează memoria EPROM pentru a corela aprinderea segmentelor cu digitul corespunzător — adresele A0, A1.

Cei opt biți de pe magistrala dispozitivului DTS formează la nivelul memoriei EPROM adresa unuia din cele 256 de puncte de conversie — A2, A3,..., A9.

În fine, bitul de adresă A10 precizează banda OIRT sau CCIR la receptoarele cu ambele benzi (de exemplu 0 V sau nivel LOW pentru OIRT și, respectiv, + 5 V sau nivel HIGH pentru banda CCIR). În cazul unei singure benzi, rezistența R6 ține bitul A10 în LOW.

Se remarcă faptul că, pe lîngă conversia menționată anterior, memoria EPROM realizează și funcția de decodificare. Întrucît ieșirile memoriei nu pot comanda direct segmentele afișajului, se folosesc ca buffere tranzistoarele T2,...,T8.

În situația recepției în banda CCIR sau în ambele benzi UUS este necesară afișarea cifrei 1 de către digitul D1. Aceasta se rezolvă cu ajutorul tranzistorului T1, care poate aprinde segmentele b și c ale digitului respectiv.

Contactul K1, plasat în receptorul radio, comandă stingerea afișajului prin nealimentarea anozilor digiților.

## 3. PUNEREA ÎN FUNCȚIUNE

Construcția electronică nu pune probleme deosebite și poate fi realizată pe cablaj imprimat, prin wrapare etc. Memoria EPROM se montează obligatoriu pe soclu și se decuplează cît mai aproape de pinul 24.

În lipsa unui contact disponibil pe tastatura receptorului, contactul K1 poate fi înlocuit cu un tranzistor de tip BD de către amatorii ingenioși.

Ultima etapă și nu cea mai puțin importantă este scrierea memoriei EPROM. Sînt necesare un frecvențmetru numeric capabil să măsoare în domeniul de frecvență al oscilatorului local al receptorului (de exemplu Eo204, de fabricație IEMI) și un înregistrator de EPROM.

Cu dispozitivul DTS legat la receptor, se citește frecvența oscilatorului în fiecare din cele 256 de puncte de acord cu precizia de zeci de kilohertzi. Se scade valoarea frecvenței intermediare 10,7 MHz, obținîndu-se astfel valoarea frecvenței de acord, care se scrie în EPROM la cele patru adrese corespunzătoare.

**Exemplul 1.** A10 = 0

$f_{OSC}$ = 75,75 MHz cînd pe pinii circuitului DAC08 se citește combinația logică 00000011.

Se deduce $f_{acord} = f_{OSC} - FI$ = 75,75 MHz − 10,7 MHz = 65,05 MHz.

Întrucît D7 = 0, avem de scris codurile cifrelor 6,5,0,5 la adresele:

00000001100 = ØØC$_H$ se scrie 0+cod 6 = 01011111 = 5F$_H$

00000001101 = ØØD$_H$ se scrie 0+cod 5 = 01011011 = 5B$_H$

00000001110 = ØØE$_H$ se scrie 0+cod 0 = 01111110 = 7E$_H$

00000001111 = ØØF$_H$ se scrie 0+cod 5 = 5B$_H$

**Exemplul 2.** A10 = 1

$f_{OSC}$ = 110,79 MHz pentru combinația 01100100 pe DAC 08.

$f_{acord}$ = 110,79 MHz − 10,7 MHz = 100,09 MHz

Pentru a aprinde cifra 1 pe digitul D1, D7 = 1.

Avem de scris codurile cifrelor 0,0,0,9 la adresele:

10110010000 = 59Ø$_H$ se scrie 1+cod 0 = 11111110 = FE$_H$

10110010001 = 591$_H$ se scrie 1+cod 0 = FE$_H$

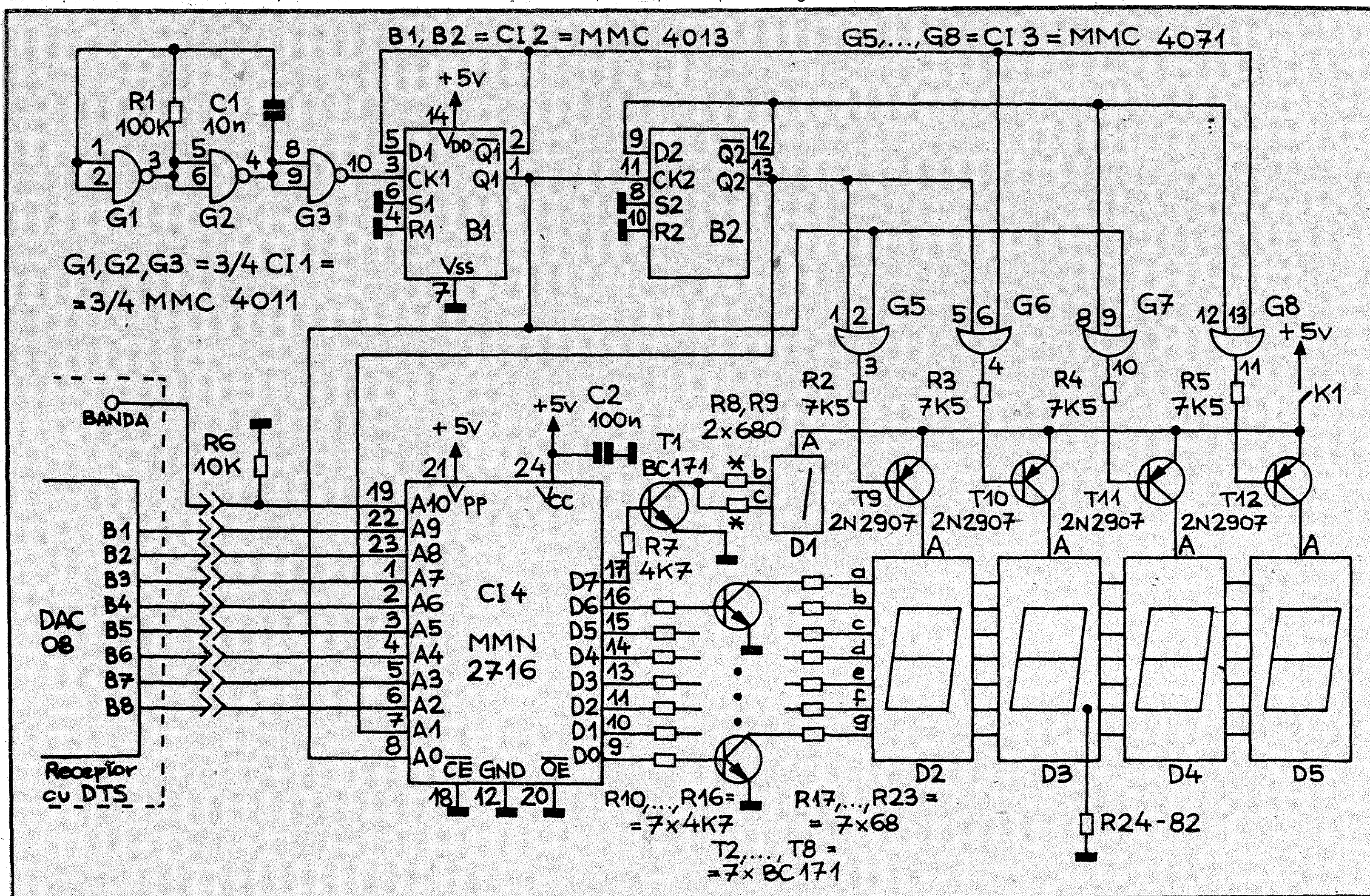
10110010010 = 592$_H$ se scrie 1+cod 0 = FE$_H$

10110010011 = 593$_H$ se scrie 1+cod 9 = 11111011 = FB$_H$

4. **BIBLIOGRAFIE:**


(1) V. David — „Acord digital TV", Tehnium nr. 7/1991

(2) Microelectronica — „Data book — MOS integrated circuits", 1989.

# FULGERUL ELECTRONIC

Fiz. GH. BĂLUȚĂ

Fulgerul electronic („blitz" sau „flash", după denumirea în germană sau engleză) constituie sursa de lumină artificială cea mai utilizată în fotografie. Avantajele sale de bază sînt: randamentul energetic ridicat și temperatura de culoare a luminii, foarte apropiată de cea a luminii medii de zi.

Impulsul luminos într-un fulger electronic este emis ca urmare a descărcării electrice ce se produce în gazul conținut într-un tub de sticlă cu doi electrozi. Electronica este folosită pentru obținerea tensiunii de cca 300 V care se aplică electrozilor și pentru producerea unui cîmp de înaltă frecvență și înaltă tensiune care ionizează gazul și amorsează descărcarea.

Schema din figura 1 este a fulgerului electronic FIL 11M, cu o largă răspîndire printre fotoamatorii din țara noastră. El se compune din două blocuri, construite în carcase separate: convertorul de c.c. și lampa propriu-zisă, care poate fi alimentată fie de la convertor, fie de la rețeaua de 220 Vc.a.

Convertorul conține un oscilator în contratimp, cu două tranzistoare pnp cu germaniu (echivalent românesc ASZ18). Reacția necesară autoîntreținerii oscilațiilor se realizează cu ajutorul înfășurării 2 a transformatorului Tr1. În înfășurarea 3 apare o tensiune alternativă de valoare mare, din care se obține — prin redresare cu diodele rapide D1-D4 — tensiunea continuă de 300 V necesară lămpii.

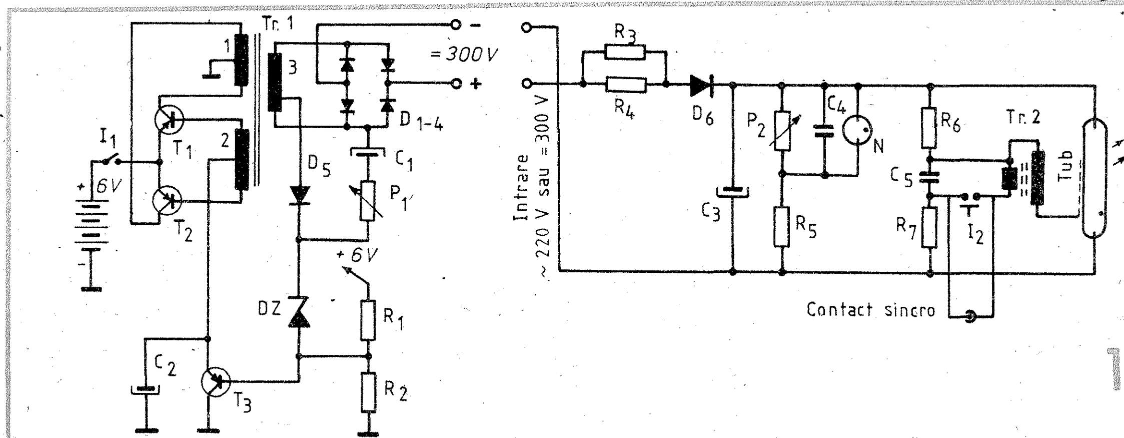
Un circuit economizor este prevăzut pentru a limita consumul în cazul cînd convertizorului nu i se cere un curent important. Un tranzistor T3 blochează oscilatorul atunci cînd pe bază i se aplică o tensiune pozitivă. Fenomenul se produce atunci cînd tensiunea înaltă în înfășurarea 3 depășește valoarea normală. O fracțiune din tensiunea înaltă, culeasă pe priza intermediară a înfășurării 3, redresată cu D5 și filtrată cu C1, poate străbate dioda Zener (dacă depășește valoarea de străpungere) și — aplicată bazei lui T3 — provoacă blocarea acestuia.

Blocul lămpii fulger propriu-zise (partea din dreapta a schemei din figura 1) conține ca elemente principale tubul de descărcare T și condensatorul principal C3. Acesta din urmă se încarcă la o tensiune de 300 V prin grupul R3—R4 de limitare a șocului inițial de curent și dioda D6 care, în cazul folosirii rețelei de 220 V. c.a., realizează redresarea.

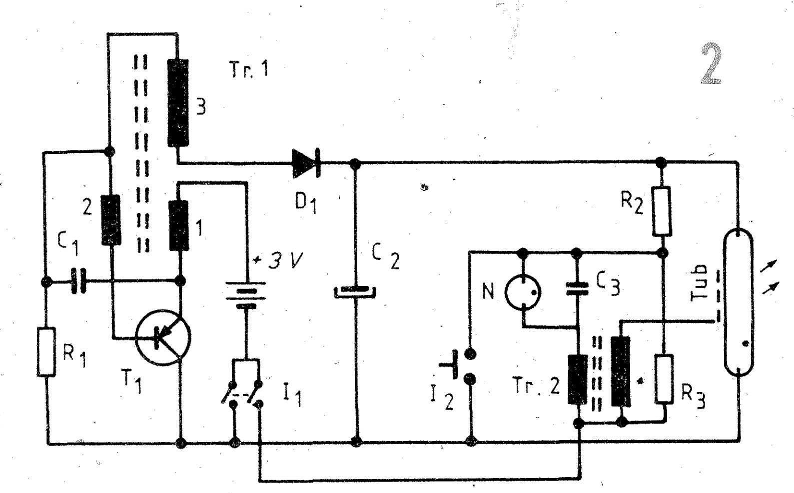
Un circuit de semnalizare optică a stării de încărcare a lui C3 este constituit din becul cu neon N, cu tensiunea de aprindere de cca 70 V, și divizorul P2—R5. P2 se reglează astfel ca becul să se aprindă atunci cînd tensiunea lui C3 a atins 250—280 V. C4 produce un regim oscilant al luminii în apropierea pragului de aprindere.

Observăm că tubul de descărcare al lămpii fulger este permanent conectat în paralel cu condensatorul principal C3. Totuși, pentru presiunea și temperatura gazului din tub, tensiunea de 300 V nu este suficientă pentru a amorsa descărcarea. Aceasta se face printr-o ionizare inițială a gazului, care se produce printr-un cîmp de înaltă frecvență și tensiune, generat de circuitul de aprindere. C5 se încarcă — prin R6 și R7 — la o tensiune apropiată de cea a condensatorului principal C3. În momentul cînd este necesară producerea fulgerului, prin apăsarea butonului de test I2 sau prin contactul de sincronizare al aparatului fotografic, C5 este conectat în paralel cu primarul transformatorului Tr2. Are loc o oscilație amortizată de înaltă frecvență în acest circuit LC, iar în secundarul transformatorului cu miez de ferită se obține o tensiune înaltă de Î.F., care — aplicată între electrozii tubului și o metalizare exterioară — produce ionizarea gazului din tub.

Gazul odată devenit conductor, aproape toată sarcina electrică stocată în C3 se descarcă prin tub, producînd pentru cca 1 ms un curent de ordinul a 200 A și o emisie luminoasă intensă.




1




2

Atragem atenția asupra rolului de protecție la electrocutare a operatorului pe care îl au rezistențele R6—R7 (4,3 MΩ). Ele micșorează la valori nepericuloase curentul ce trece prin corpul operatorului care (aflat în contact cu pămîntul) ține mîna pe contactul de sincronizare (legat la masa aparatului foto). În cazul folosirii rețelei electrice, tensiunea fazei este prezentă pe unul din firele de alimentare.

În figura 2 este dată schema unui alt montaj, utilizat de firma Kodak pe unele aparate foto cu blitz încorporat. Nu este posibilă alimentarea de la rețea. Convertorul este realizat cu un singur tranzistor cu germaniu, iar reacția este asigurată de un transformator Tr1. Curentul de emitor străbate înfășurarea 1 și determină apariția în înfășurarea 2 a unei tensiuni care, aplicată bazei, blochează tranzistorul T1. Oscilația este reluată datorită descărcării lui C1. În secundarul 3 se culege o tensiune alternativă de valoare mare, care este redresată cu dioda rapidă D1 și încarcă condensatorul principal C2.

Circuitul de aprindere utilizează condensatorul C3 care este descărcat pe primarul transformatorului de înaltă tensiune Tr 2 Tubul indicator cu neon are tensiunea de aprindere mare (cca 250 V) și este conectat în paralel pe C3. Întrerupătorul general U1 este dublu. Secțiunea din stînga întrerupe alimentarea, iar secțiunea din dreapta asigură stingerea becului cu neon și nu permite declanșarea blitzului, chiar dacă C2 și C3 sînt încărcate.

*

* *

Orice depanare a fulgerului electronic implică o deosebită atenție pentru evitarea electrocutării, deoarece se lucrează cu tensiuni periculoase și uneori cu rețeaua legată galvanic la lampă. De aceea, înaintea oricărei intervenții se va deconecta rețeaua și se va descărca condensatorul principal. Atragem atenția că declanșarea descărcării luminoase nu descarcă complet condensatorul principal, o tensiune de cca 50 V rămînînd pe acesta. Este necesară șuntarea bornelor condensatorului cu o rezistență de cîteva sute de ohmi, care se va menține un timp suficient pentru a constata — cu un voltmetru — descărcarea completă.

Dacă blitzul funcționează normal, dar nu se aprinde becul indicator cu neon, se va încerca reglarea divizorului rezistiv (P2 în figura 1), se vor verifica componentele divizorului și becul propriu-zis.

Dacă blitzul funcționează, dar timpul de încărcare este excesiv de mare, ne vom asigura mai întîi de normalitatea condițiilor de alimentare (rețea sau baterii), apoi de integritatea lui R3, R4 în figura 1. Dacă totul este în regulă, trebuie măsurat curentul de fugă al condensatorului principal, prin înserierea unui miliampermetru cu acest condensator. După trecerea a circa 1/2 minut, curentul prin condensator trebuie să se micșoreze la mai puțin de 1 mA. În caz contrar sarcina relativ importantă pe care o reprezintă pierderile în condensatorul deteriorat nu permite creșterea rapidă a tensiunii convertorului la valoarea nominală și procesul de încărcare se prelungește sau, peste o anumită limită a pierderilor, nu mai este posibilă încărcarea normală. Dacă nu există suspiciuni asupra curentului de fugă excesiv, ne vom îndrepta atenția spre convertor, ale cărui elemente pot fi deteriorate parțial.

Cazul cel mai frecvent este nefuncționarea totală a fulgerului. Mai întîi se verifică integritatea cablurilor și/sau contactelor de alimentare și sincronizare, precum și starea întrerupătorului general. Dacă toate acestea sînt în ordine, se va face o localizare aproximativă a defectului prin măsurarea tensiunii pe condensatorul principal, după cca 30 de secunde de alimentare a fulgerului.

O tensiune normală implică un defect al tubului de descărcare sau al circuitului de aprindere. O tensiune scăzută conduce la bănuieli privind starea condensatorului principal (verificabil așa cum am menționat mai sus) sau starea de funcționare incorectă a convertorului. Lipsa tensiunii pe condensator denotă nefuncționarea convertorului. O cale suplimentară de localizare a defectului în convertor este prezența sau absența țiuitului caracteristic, cu frecvența din ce în ce mai ridicată, ce se aude la majoritatea montajelor, datorită vibrației tolelor sau secțiunilor de ferită ale transformatorului Tr 1.

În convertoare, elementele cele mai sensibile sînt tranzistoarele care se deteriorează datorită curenților mari de la începutul perioadei de încărcare. Echivalarea între tipuri cu germaniu și siliciu nu este posibilă, de regulă, datorită condițiilor de oscilație care sînt optimizate pentru tranzistoarele originale. Diodele redresoare, în caz de deteriorare, se înlocuiesc cu tipuri echivalente ca tensiune și curent maxim, dar avînd grijă să fie din categoria „diodelor rapide", cu timpi mici de comutație, pentru a asigura o redresare eficientă la frecvențele de 5—10 kHz la care lucrează de regulă aceste convertoare. Transformatorul Tr 1 poate fi reparat prin rebobinare, respectînd numărul de spire și diametrul conductorului original, precum și sensul de bobinaj al fiecărei înfășurări.

**Schema din figura 1**

T1, T2 — π2163B;
T3 — Mπ41;
C1, C2 — 10 μF/16 V;
P1 — 1 kΩ;
R1 — 1,5 kΩ;
R2 — 6,2 kΩ;
D1, D4 — Д226B;
Dz — Д814Б:
Tr. 1 — I= 18 + 18 sp. Ø 0,64;
II = 10 + 10 sp. Ø 0,31;
III = 60 + 1 440 sp. Ø 0,1;
D6 — MД 217;
R3, R4 — 360 Ω/2 W;
R5 — 1 MΩ;
R6, R7 — 4,3 MΩ;
P2 — 1 MΩ;
C3 — 800 μF/300 V;
C4 — 6 800 pF;
C5 — 0,1 μF/160 V;
T — ЦØK — 120;
N — ЦH—3;
Tr. 2 — pr.: 20 sp. Ø 0,31; sec.: 3 000 sp. Ø 0,08.

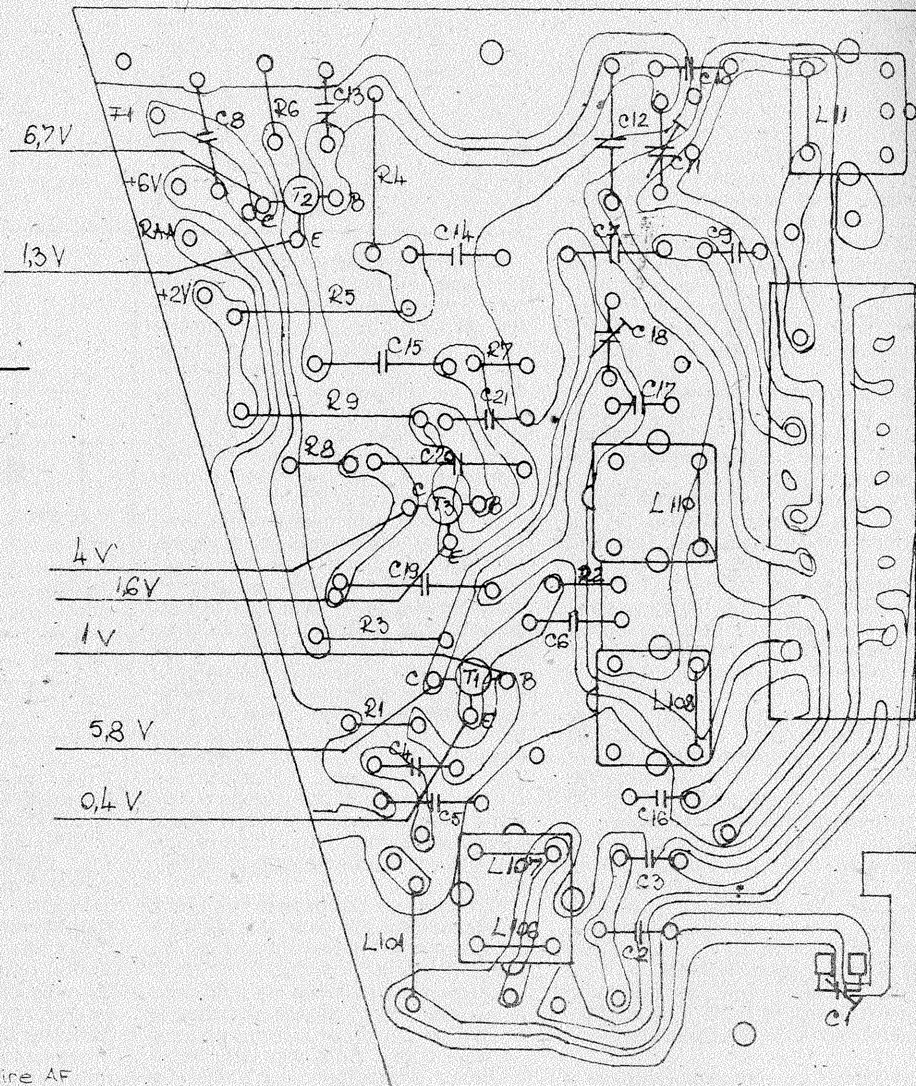
MICU SORIN — Buzău

# Radiocasetofonul STELA

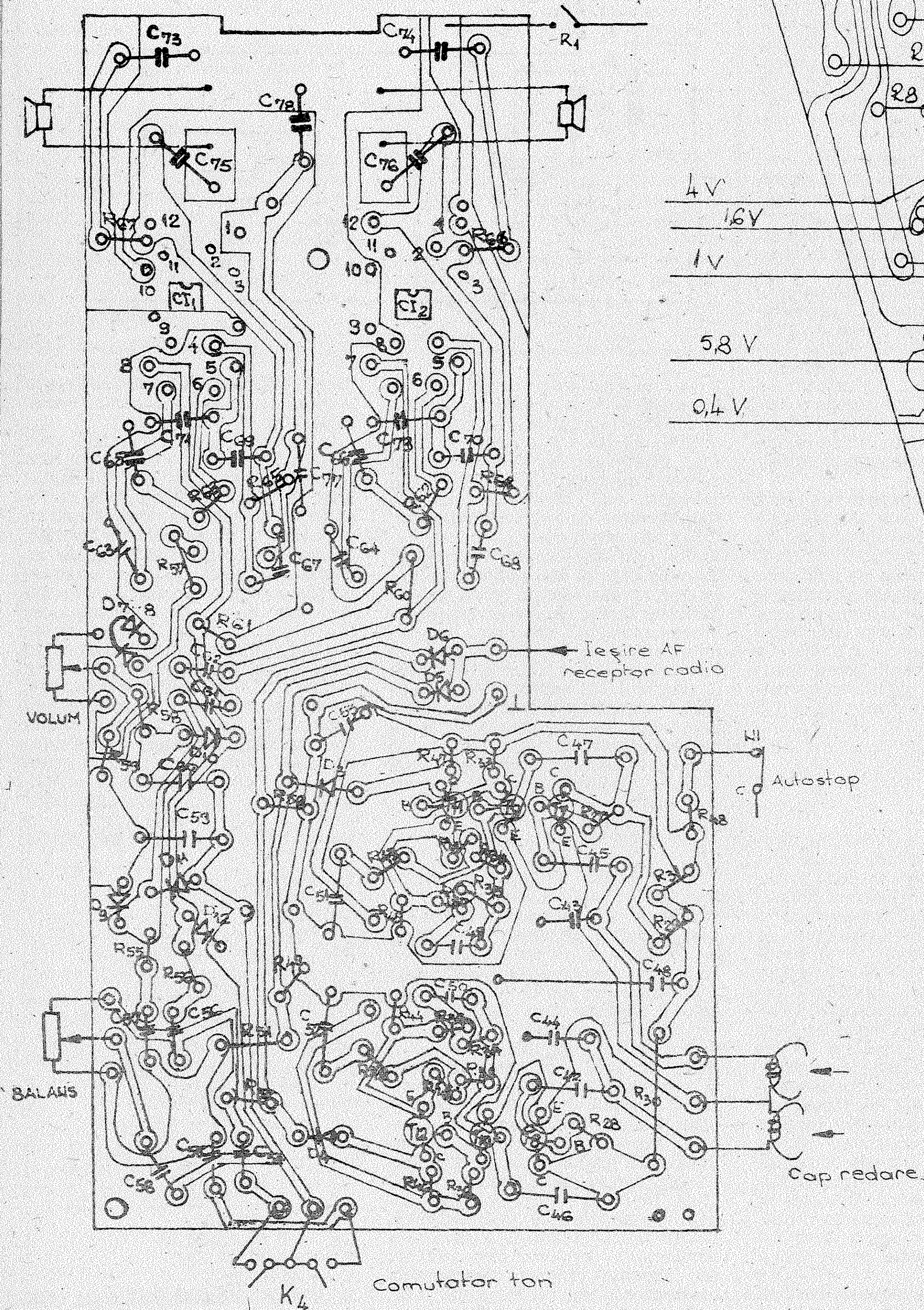
Radiocasetofonul STELA, produs de „Electromureş", este destinat folosirii pe autovehicule, permiţînd recepţionarea emisiunilor radiodifuzate în unde lungi şi medii. Totodată, este echipat cu sistem de casetofon ce poate reda înregistrări stereo pe banda magnetică.

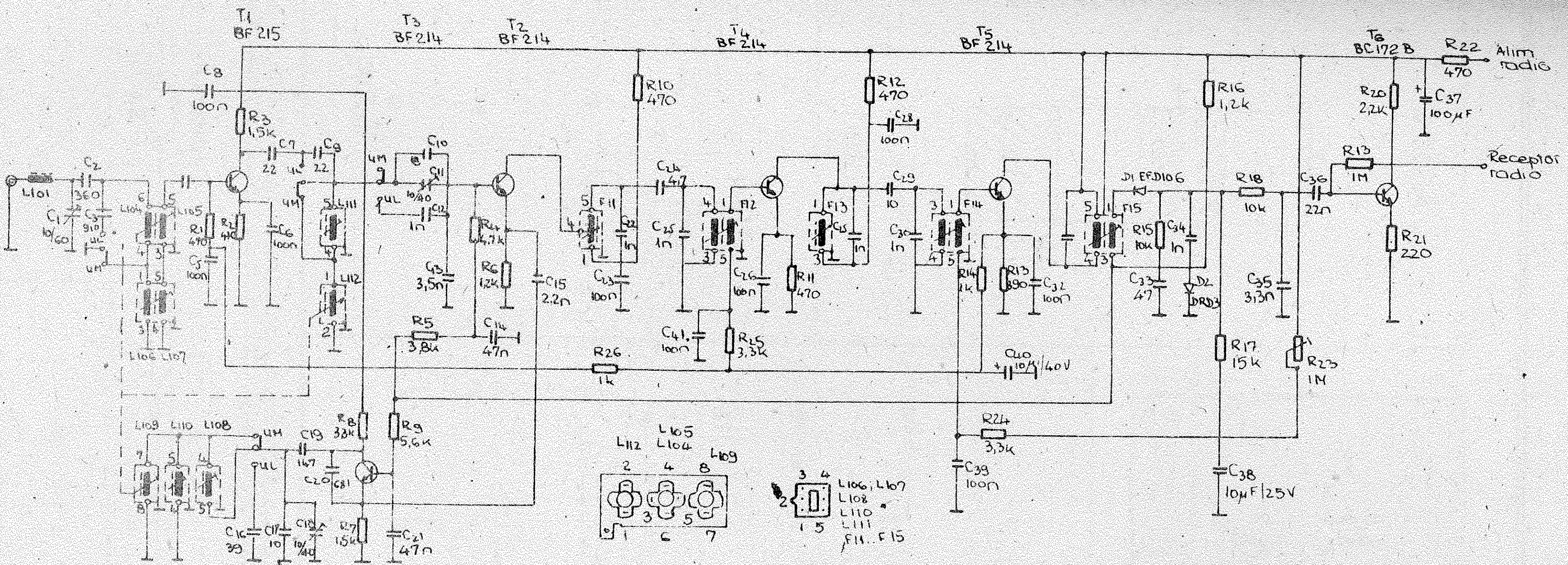
Spre a putea remedia defecţiunea produsă în urma alimentării anormale cu energie electrică, vă prezentăm, spre folosul şi altor cititori, schemele electrice şi cablajele acestui aparat.

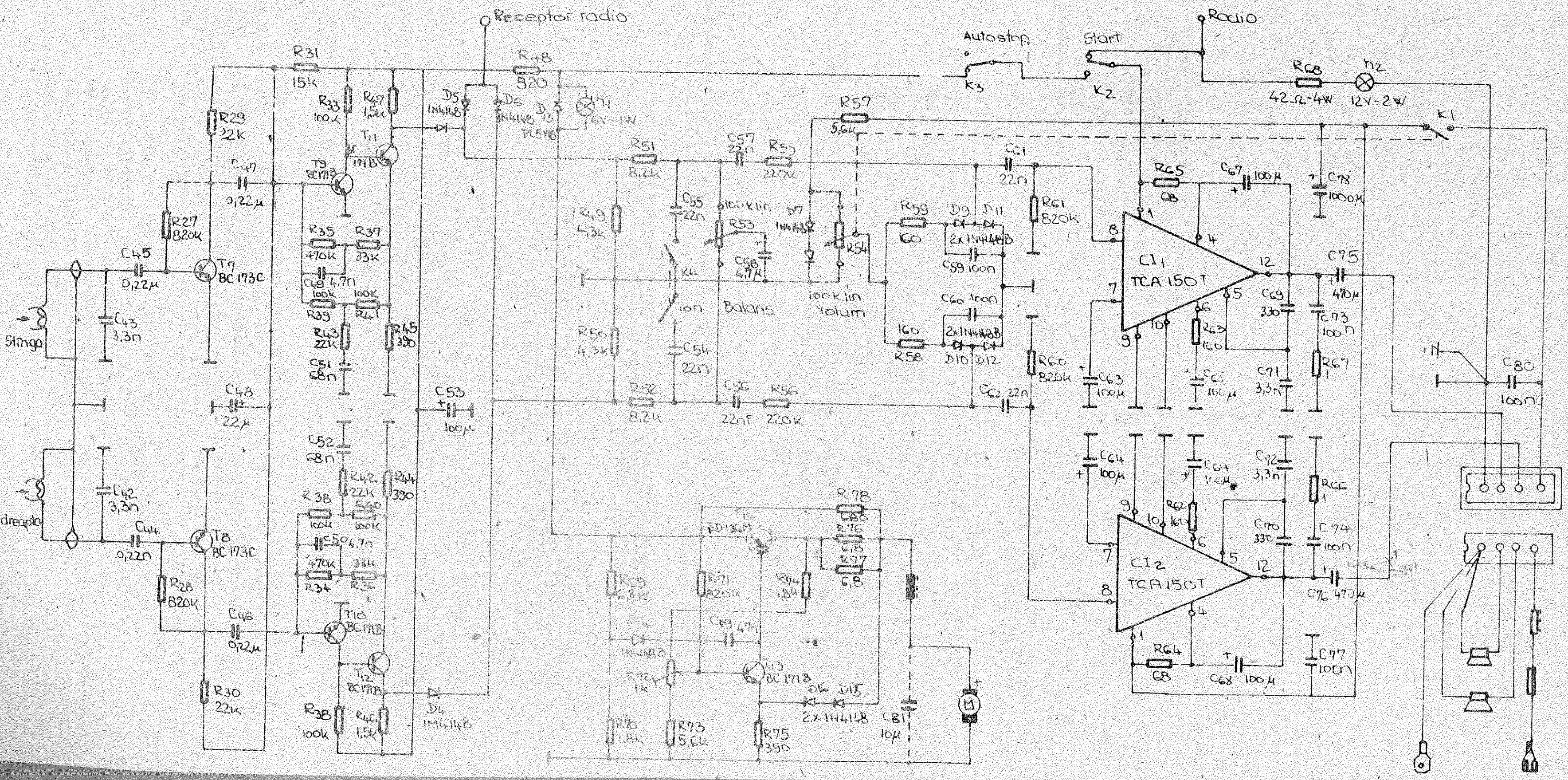
Schemele prezentate au fost preluate din caietul service al Întreprinderii „Electromureş".




*Placa AF — cablaj imprimat*






# SCHEMA ELECTRICĂ DE PRINCIPIU A CASETOFONULUI

# TIRISTORUL-TETRODĂ

În jurul anilor '70, în instalații de automatizare industriale erau utilizate pe scară largă tiristoarele-tetrodă datorită simplității, fiabilității și robusteții lor ridicate. Firme străine (de exemplu Sciaky), specializate în construcția de echipamente de sudură prin puncte, utilizau astfel de componente. Ulterior, aceste echipamente au fost modernizate, folosindu-se pe scară largă mai apoi circuite integrate digitale.

Simbolizarea acestor componente este arătată în figura 1.

Tiristorul-tetrodă este un dispozitiv pnpn cu conexiuni la toate cele patru straturi semiconductoare (figura 2).

Modul de funcționare al acestui dispozitiv semiconductor este similar cu cel al unui tiristor obișnuit, comanda de amorsare efectuîndu-se pe oricare din cele două porți P1 și P2 (P1 — poartă catod, P2 — poartă anod). Impulsurile de deschidere sînt însă de polarități opuse pentru cele două comenzi, respectiv pozitiv pentru P1 și negativ pentru P2.

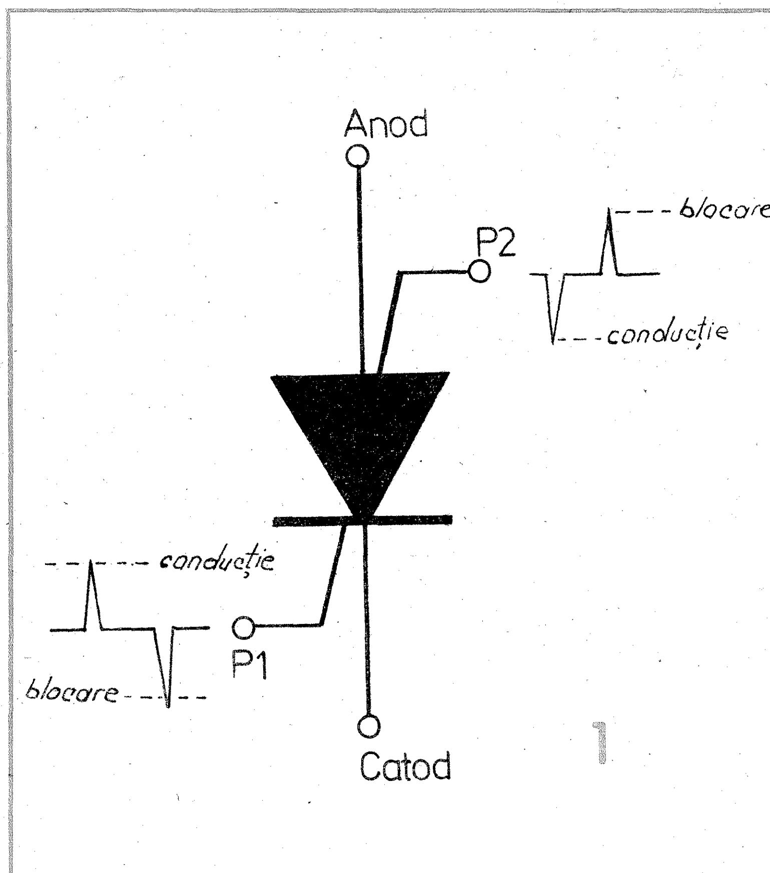
După stabilirea unui curent minim de menținere, tiristorul-tetrodă rămîne în conducție și după dispariția impulsului de comandă.

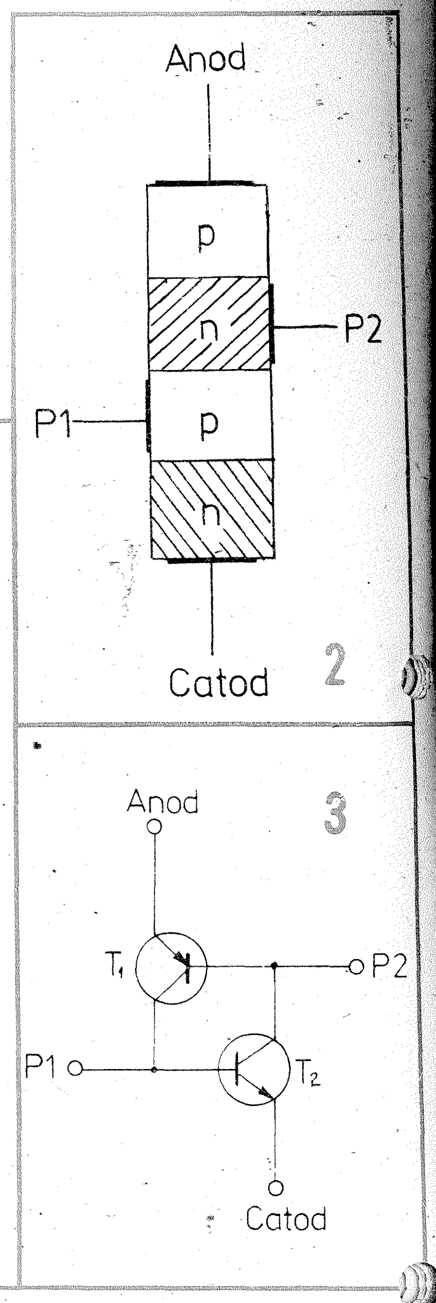
Schema tiristorului-tetrodă, echivalentă cu un montaj cu tranzistoare, este prezentată în figura 3.

Aceste structuri permit aplicarea unei tensiuni directe anod-catod în stare de blocare de ordinul zecilor de volți, funcție de tipul tiristorului-tetrodă sau de cel al tranzistoarelor alese pentru a simula acest dispozitiv.

Anularea curentului prin tiristorul-tetrodă se face fie prin anularea tensiunii anod-catod, fie prin blocarea acestuia cu impulsuri pe oricare din cele două porți P1 sau P2. De data aceasta, impulsul de blocare va avea polaritate inversată față de cel de conducție.

Datorită faptului că există și o a doua poartă de comandă, se poate extinde gama de aplicații a tiristo-



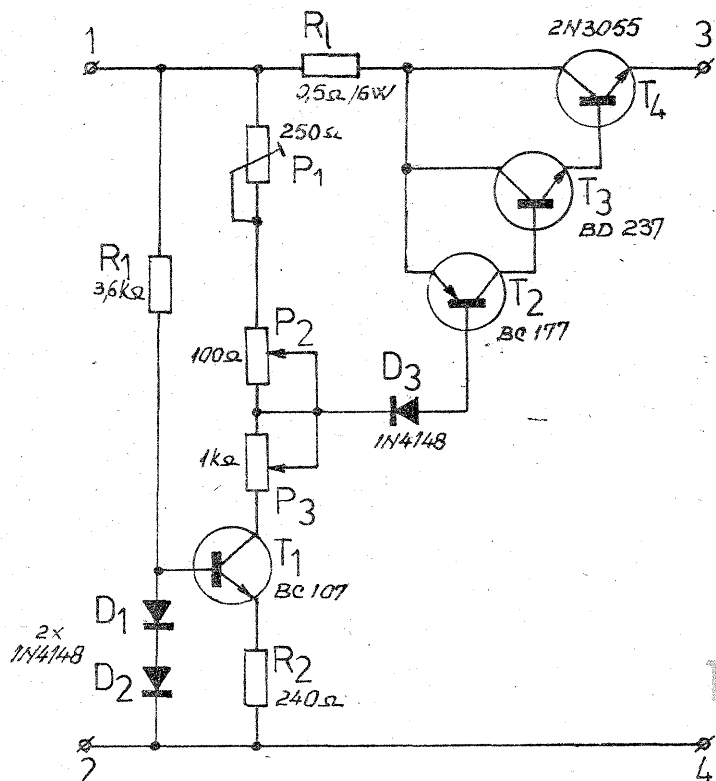

# LIMITATOR DE CURENT

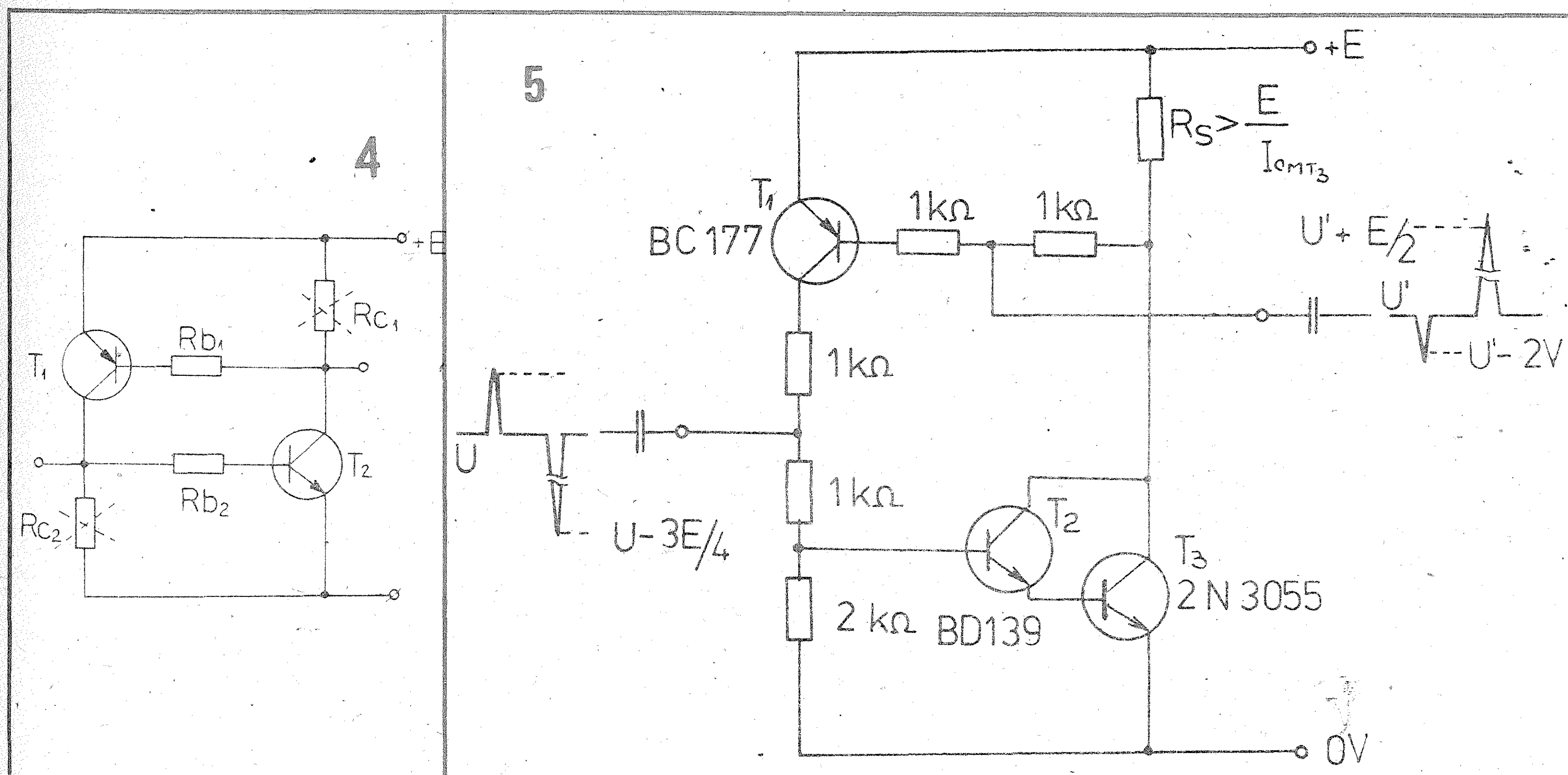
Sursele de tensiune continuă posedă, marea majoritate a lor, protecție la scurtcircuit sau la suprasarcină. Această protecție se realizează prin limitarea (sau limitarea și întoarcerea) curentului de ieșire la depășirea unei anumite valori. Multe dintre montajele de surse de alimentare posedă protecții de limitare în trepte a curentului prin sarcină.

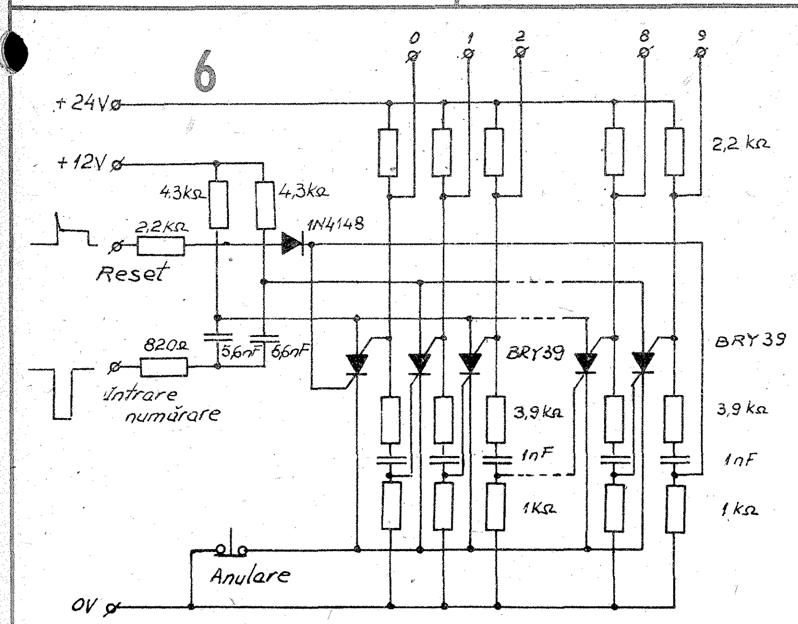
Un montaj, cu cîteva tranzistoare, ce permite reglarea continuă a pragului de acționare a limitării este prezentat în figura 1.

Tranzistorul T1 împreună cu rezistențele R1 și R2, diodele D1 și D2 formează un generator de curent constant necesar obținerii prin P1, P2 și P3 a unei tensiuni de comandă a tranzistoarelor de ieșire T2, T3 și T4. Aceste ultime trei tranzistoare formează un tranzistor compus echivalent pnp cu un factor de amplificare în curent mai mare de 20 000. S-a preferat această configurație pentru a micșora deriva termică a curentului o dată cu încălzirea tranzistoarelor (în cazul unui consum ridicat). Dioda D3 are rolul de a compensa variațiile cu temperatura ale tensiunii bază-emitor a tranzistorului T2.

Modul de intercalare a protecției între redresor-filtru și stabilizatorul






rului-tetrodă în raport cu cea a tiristorului convențional. Tiristorul-tetrodă are însă dezavantajul unei puteri disipate mai mici și al unor tensiuni de lucru mai reduse,.

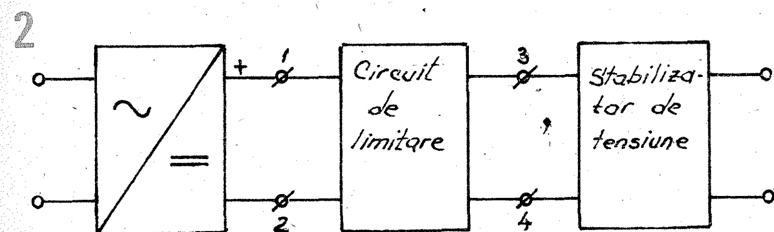
Așa cum este prezentat tiristorul-tetrodă, acesta poate fi privit și ca un circuit basculant bistabil cu tranzistoare complementare ca în figura 4. Rezistențele din colectoarele celor două tranzistoare pot fi eliminate sau considerate de valoare foarte mare. Avantajul esențial al circuitului basculant cu tranzistoare complementare rezidă în consumul redus în starea de blocare față de bistabilul clasic, cu tranzistoare de același tip, la care consumul este diferit de zero în oricare stare stabilă s-ar găsi, deoarece unul din tranzistoare se găsește în stare de conducție. Un alt avantaj este reducerea timpilor de comutație în conducție și blocare.

Rezistențele Rb1 și Rb2 au rolul de a limita curentul prin joncțiunile BE ale celor două tranzistoare T1 și T2.

O schemă de aplicație practică a acestui dispozitiv, simulat cu trei tranzistoare, este prezentată în figura 5. Tranzistoarele T2 și T3 formează un dublet Darlington pentru a putea comanda comod curentul prin sarcină. Așa cum este conceput, montajul permite o extindere a posibilităților de comandă (conducție-blocare) față de ambele polarități ale sursei.

O altă aplicație este prezentată în figura 6. Aceasta reprezintă un numărător decadic în inel. Se utilizează cînd nu este nevoie de a se afișa starea logică, ca de exemplu atunci cînd se comandă un circuit de imprimantă numerică. Impulsurile negative se preiau de la ieșirile 0 la 9.

Pagini realizate de ing. MIHAI CODÂRNAI




propriu-zis este arătat în figura 2.

De menționat că este necesară o valoare destul de importantă a curentului, de ordinul miliamperilor sau chiar al zecilor de miliamperi, ce trebuie furnizată spre stabilizatorul de tensiune pentru a funcționa normal, în gol, fără sarcină la ieșire. În acest caz, curentul minim de la care se va „programa" acționarea limitării trebuie să depășească această valoare. Pentru aceasta, în montajul prezentat este folosit potențiometrul semireglabil P1 care, pe lîngă rolul de a menține un curent minim diferit de zero, mai face oficiul de a micșora „cursa moartă" de 1—1,2 V a celorlalte potențiometre P2 și P3, pînă la deschiderea tranzistorului T2.

Din potențiometrele P2 și P3 se reglează „Brut", respectiv „Fin", valoarea de curent de ieșire de la care stabilizatorul de tensiune trece în regim de stabilizator de curent.

De reținut că tensiunea minimă la intrare (între bornele 1 și 2) pentru o funcționare normală este de 5 V, iar căderea minimă de tensiune pe elementul serie R2, tranzistorul T4 (între bornele 1 și 3) este aproximativ 2,5 V, la curentul maxim de 2A.

Valoarea maximă a tensiunii de intrare este de 35 V.

Dacă limitarea se face la curenți maximali mai mici de 2A (de exemplu 300 mA), se poate renunța la serviciile tranzistorului T4 și se modifică rezistența RL, care va avea în acest caz valoarea de 6,8 Ω/1 W.

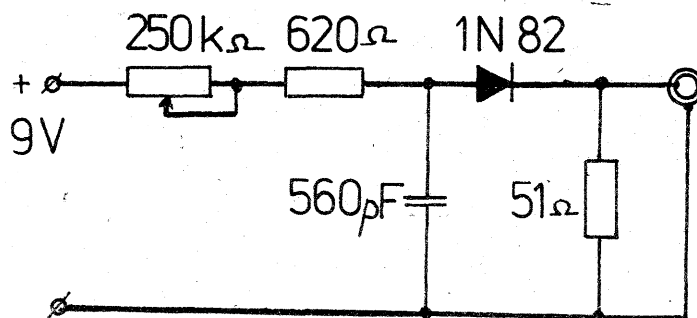
Atît tranzistorul T3 cît și tranzistorul T4 vor fi montate fiecare pe cîte un radiator metalic adecvat puterii de disipație maxime în regimul cel mai „dur" de funcționare. Astfel, T4 va ajunge, în cazul cel mai defavorabil, să disipe aproape 70 W, iar T3 aproximativ 7—8 W.

# GENERATOR DE ZGOMOT

Acest tip de generator de zgomot se utilizează la intrarea receptoarelor de radiodifuziune, receptoarelor de trafic sau a convertoarelor de radiofrecvență pentru ajustarea circuitelor acordate LC în vederea obținerii unui raport semnal/zgomot cît mai mare la ieșirea acestor aparate.

Se poate folosi aproape orice fel de diodă de ultraînaltă frecvență sau de microunde.

Impedanța echivalentă de ieșire a generatorului de zgomot este de circa 50 Ω, iar banda de zgomot ocupă un ecart între aproximativ 100 kHz și 150 MHz. Din potențiometrul de 250 kΩ se reglează nivelul tensiunii de zgomot la ieșire.



# SINTETIZOARE de efect Leslie

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

**Introducere.** Efectul Leslie este un fenomen care apare în timpul percepției undelor acustice provenite de la o sursă sonoră aflată în mișcare, în spații largi. În această situație, ascultătorul percepe, pe lîngă unda directă, și o serie de unde reflectate care ajung la locul recepției cu diferite întîrzieri, în funcție de distanța la care se află obstacolele reflectante. În urma proceselor de combinare a acestor unde cu caracteristici diferite și variabile, spectrul perceput va fi modificat față de cel emis de sursa sonoră.

Principalele două transformări ale spectrului, care apar datorită mișcării sursei sonore, constau în deplasarea componentelor spectrale pe axa frecvenței, adică modificări ale înălțimii acestora (efect Doppler) sau în modificarea periodică a caracteristicii amplitudine-frecvență (efect Leslie). Aceste fenomene acustice care apar, așa cum am arătat, datorită compunerii oscilațiilor cu diferite defazaje conferă sunetului sonorități impresionante, caracteristice spațiilor largi și deschise, sugerînd dinamismul sursei. Vă veți convinge de această afirmație făcînd un experiment simplu. Construiți două generatoare de relaxare, cu TUJ-urile 2N2646 (sau similare) conform schemei din figura 1. Din punctul A sau B se ia semnal și se aplică la intrarea unui amplificator de joasă frecvență; se va auzi un sunet armonic monoton. Aplicați apoi la intrarea amplificatorului semnal luat din punctul C și rotiți lent butonul potențiometrului P1; la un moment dat, sunetul va fi cu totul altul, cu modificări periodice impresionante, sugerînd o puternică senzație de spațialitate și dinamism. Efectul cel mai interesant și pregnant se obține atunci cînd cele două generatoare de relaxare oscilează pe frecvențe foarte apropiate, cu diferență de numai 0,5...1 Hz. Această diferență se stabilește prin intermediul potențiometrului P1.

Dintre cele două transformări spectrale amintite anterior, ne vom ocupa în continuare numai de efectul Leslie, întîlnit frecvent în producțiile de muzică ușoară modernă (rock, disco, pop). Prin intermediul sintetizoarelor Leslie, se procesează semnalele provenite de la diferite instrumente, în scopul obținerii unor noi modalități expresive, prin îmbogățirea gamei de sonorități. În practica formațiilor vocal-instrumentale acest tip de procesare se aplică semnalelor provenite de la instrumente cu clape și corzi, dar și celor provenite de la grupul de percuție.

După o scurtă clasificare a sintetizoarelor Leslie, vom prezenta cîteva montaje simple care pot fi cuplate între preamplificatorul chitarei electrice și amplificatorul de putere. Se preferă și introducerea dispozitivului de Fuzz (distorsion), deoarece, cu cît spectrul semnalului procesat este mai larg, cu atît efectul este mai pregnant.

Efectul Leslie se poate obține, în principal, prin procedee electromecanice (rotirea difuzoarelor, cuplarea periodică a unor difuzoare cu diferite orientări în spațiu, mișcarea lentă a unor palete în fața difuzoarelor) și electronice (analogice și digitale). Sistemele electronice s-au impus datorită eficienței, supleței, versatilității și fiabilității. La modul general, un sintetizor Leslie care funcționează pe principii electronice poate fi considerat ca un grup de filtre glisante. Imprimînd o anumită periodicitate deplasării acestor filtre pe axa frecvenței, se va obține o modificare periodică a spectrului semnalelor procesate, ceea ce creează, auditiv, senzația de sunet rotitor (rotor-sound), aerian, zburător sau de întoarcere periodică față-spate a sursei sonore. Uneori, acest efect amintește de fadingul care apare la recepționarea posturilor de radiodifuziune aflate la mare distanță.

Schema tipică a unui sintetizor Leslie este prezentată în figura 2a, în care semnalul direct se însumează cu semnalul procesat prin intermediul unui circuit specializat care poate fi o linie de întîrziere sau o succesiune de schimbătoare de fază. Indiferent de tipul circuitului procesor, acesta va fi controlat periodic, așa încît timpul de întîrziere sau defazajul să varieze permanent între anumite limite. Caracteristica de transfer a unui sintetizor Leslie este indicată în figura 2b. Este evident că semnalul procesat prin intermediul unui asemenea circuit va fi supus unor puternice deformări spectrale, datorită introducerii unei serii de maxime și minime ale căror număr și poziție pe axa frecvenței variază periodic, cu consecințe perceptuale importante. Cititorul se va întreba, desigur, care sînt diferențele între sintetizoarele realizate cu linii de întîrziere și cele realizate cu schimbătoare de fază. Cînd se folosește drept circuit procesor o linie de întîrziere, sintetizorul este numit flanger. Numărul maximelor și minimelor introduse în spectrul semnalului procesat este teoretic infinit, iar efectul perceptual este foarte pronunțat. Dacă se folosesc schimbătoare de fază, sintetizorul se numește phaser, iar numărul maximelor sau minimelor este mult mai mic, fiind egal cu numărul schimbătoarelor de fază — 1.

Liniile de întîrziere folosite în flangere trebuie să asigure o variație periodică a timpului de întîrziere cît mai mare, de preferință cuprins între 0,25... 10 milisecunde. În acest caz, numărul maximelor sau minimelor poate atinge 100, pentru o lățime de bandă de 10 kHz. Controlul liniei de întîrziere se face printr-un generator de tact a cărui frecvență variază cu o periodicitate de aproximativ 0,5 Hz într-un domeniu de baleiaj cuprins între 1:5...1:20.

Phaserele se realizează cu schimbătoare de fază de bandă largă, dispersate pe 4—5 octave, situate în general între 100 Hz și 4 kHz. Controlul acestora se asigură prin variația periodică a rezistenței din circuitul defazor. Numărul schimbătoarelor de fază determină numărul maximelor și minimelor, cu influență perceptuală directă. Cu cît sînt mai multe, cu atît efectul obținut este mai pregnant. Se consideră însă ca suficiente șase schimbătoare de fază. *Un număr mai mare complică montajul, iar cîștigul perceptual este nesemnificativ.* Se pot face diverse experimente privind numărul și poziția schimbătoarelor de fază, dar va trebui ca numărul acestora să fie întotdeauna par, pentru a evita atenuările puternice ale frecvențelor joase și înalte.

Controlul celor două tipuri de sintetizoare se face, de obicei, prin intermediul unui generator de frecvență foarte joasă, cca 0,5 Hz, care asigură o variație lentă a întîrzierii sau defazării. Dacă frecvența acestui generator se mărește la cca 5 Hz și se deconectează calea directă a semnalului, aparatele pot fi folosite ca modulatoare de frecvență sau de fază. În acest fel se poate obține efectul vibrato la chitară, substituind sistemul mecanic de realizare a acestui efect. Tensiunea de control a circuitului procesor poate proveni și de la un potențiometru-pedală. Pentru cele două tipuri de sintetizoare Leslie descrise mai sus, pre-

4

INTRARE 100nF 56K 56K R=20K r=10K 200K 100K 20K IEȘIRE

R R R R R R R R R R R R

680nF 330nF 220nF 150nF 100nF 47nF P1 100K

2 1 7 4 3 7 6 5 7 8 9 7 10 11 7 12 13 7 r r r r r r

470K 2x 22μF P2 100K 10K 3 4 5 6 1 2 220K 1/2 MMC4069 AUTO MAN +12V 10K P4 10K 2,2K P3 25K

+12V -12V +12V 14 7

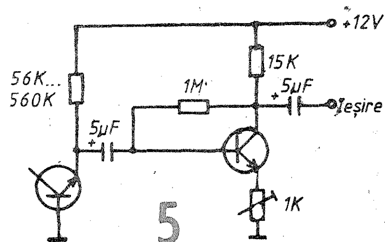
zentăm în continuare două scheme reprezentative.

**Realizări practice.** Primul montaj este un flanger realizat cu linie de întîrziere de tip TCA350Z, circuit integrat produs de ITT.

Schema din figura 3 este cea mai simplă variantă de flanger; simplitatea derivă și din modul original de operare a circuitului integrat TCA350Z, total diferit de modul tipic, propus de fabricant. Circuitul integrat TCA310Z este o linie de întîrziere pentru audiofrecvență, de tip BBD/CTD, avînd o capacitate suficientă pentru realizarea efectului propus.

Impulsurile în antifază necesare pentru funcționarea circuitului integrat TCA350Z sînt produse de generatorul controlat în tensiune, realizat cu tranzistoarele pnp T4 și T5, de tip BC177. Modularea în frecvență a acestui generator se face printr-o tensiune de control, selectată prin intermediul comutatorului S1. În poziția A, generatorul bifazic este controlat de o tensiune cu evoluție sinusoidală, produsă de generatorul de frecvență foarte joasă, realizat cu tranzistorul T3. În această situație se produce o variație periodică a frecvenței de tact, în limitele 15...75 kHz, ceea ce face ca numărul maximelor sau minimelor introduse în spectrul unui semnal cu lățimea de bandă de 6,3 kHz să varieze între 8 și 40. Cînd comutatorul S1 se află în poziția M, controlul generatorului bifazic se poate face manual sau prin intermediul unui potențiometru-pedală, P2. Etajul de intrare, realizat cu tranzistorul T1, are rol dublu: amplificator de tensiune și filtru trece-jos. Etajul de ieșire are, de asemenea, rol dublu: filtru trece-jos și separator. Semnalul direct se mixează cu cel întîrziat în potențiometrul P1, care stabilește și profunzimea efectului.

Pentru operațiile de reglaj sînt necesare un generator de semnal sinusoidal și un osciloscop. Se poziționează cursoarele semireglabilelor SR2 și SR3 la jumătatea cursei. Se pune comutatorul S1 în poziția M,




iar cursorul potențiometrului P2 la masă. Se cuplează osciloscopul pe terminalul 2 sau 5 al circuitului integrat TCA350Z; vor fi vizualizate impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere 1:2. Se rotește cursorul potențiometrului P2 la capătul dinspre plusul sursei de alimentare. Se ajustează rezistența notată cu asterisc, pînă la obținerea unei frecvențe maxime pentru care impulsurile dreptunghiulare au încă o formă bună, fără distorsiuni ale palierelor sau fronturilor. După fixarea valorii acestei rezistențe, rotind cursorul potențiometrului P2, de la un capăt la altul, frecvența impulsurilor trebuie să varieze între aproximativ 15 și 75 kHz. (Dacă se folosește un generator de tact cu domeniu de baleiaj mai mare, care să permită variația frecvenței de la 15 la 300 kHz, efectul sonor se accentuează.)

Se poziționează cursorul semireglabilului SR1 în poziția de sus și se aplică un semnal sinusoidal cu frecvența de 1 kHz și amplitudinea de 250 mV la intrare. Se cuplează osciloscopul pe emitorul tranzistorului T2 și se reglează SR2 pînă la vizualizarea unui semnal sinusoidal nedistorsionat. Se trece comutatorul S1 în poziția A și se reglează SR3 pînă la apariția modulației în frecvență a semnalului vizualizat. Acest reglaj este considerat terminat cînd se obține o profunzime maximă a modulației de frecvență, dar fără ca semnalul să fie distorsionat. Se reglează SR1 pînă cînd amplitudinea semnalului întîrziat va fi egală cu cea a semnalului direct, respectiv 250 mV. Tranzistoarele T1, T2 și T3 sînt npn, de tip BC107, BC108, BC171, BC172. Alimentarea flangerului se va face de la o sursă de tensiune de 12...13 V/25 mA, foarte bine filtrată.

Pentru cei care nu au o linie de întîrziere, prezentăm în continuare un sintetizor Leslie realizat cu componente electronice de uz general. Montajul propus este un phaser cu șase schimbătoare de fază controlate în tensiune, fiind o variantă adaptată și experimentată de noi, după modelul de referință publicat în Audio Handbook NSC. Menționăm că efectul obținut este foarte apropiat de cel al flangerului prezentat anterior, deși în construcția phaserului nu se folosesc circuite integrate specializate. După cum se vede în figura 4, se folosesc amplificatoare operaționale și porți inversoare. Este recomandată folosirea unor amplificatoare operaționale cvadruple, de exemplu LS404, BO84D, LM348, dar pot fi folosite și amplificatoare operaționale de tip 741. În acest montaj nu recomandăm folosirea amplificatoarelor operaționale cvadruple LM324/βM324.

Din cele opt amplificatoare operaționale existente în montaj, șase sînt conectate în configurație de schimbătoare de fază. Controlul fazei în aceste schimbătoare se realizează prin intermediul unui element rezistiv controlat, respectiv rezistența diferențială drenă-sursă a șase tranzistoare MOS. Tensiunea de control se aplică simultan celor șase tranzistoare, între poartă și sursă. Pentru funcționarea corectă a phaserului este necesară o bună împerechere a celor șase tranzistoare, din punct de vedere al caracteristicii rezistență diferențială-tensiune de control. Această împerechere se obține prin folosirea a șase tranzistoare realizate pe același cip. Ne referim la cele șase tranzistoare cu canal N, dintr-un circuit integrat CMOS care conține șase inversoare, de exemplu MMC4069. Soluția prezintă, pe lîngă avantajul unei bune împerecheri, și un avantaj economic.

Cifrele notate lîngă terminalele tranzistoarelor de control corespund circuitului integrat MMC4069. Atenție! Terminalul 14 nu se conectează la plusul sursei de alimentare, așa cum se face în mod normal.

Semnalul aplicat la intrarea phaserului este transmis pe două căi. Una dintre aceste căi este constituită din cele șase schimbătoare de fază controlate, conectate în serie. Semnalul transferat prin acest circuit este mixat cu cel direct, în mixerul de ieșire. Nivelul semnalului procesat în cele șase schimbătoare de fază poate fi reglat prin intermediul potențiometrului P1.

Controlul celor șase tranzistoare se poate face fie prin intermediul tensiunii produse de un generator de frecvență foarte joasă, fie printr-un potențiometru-pedală. Generatorul de frecvență foarte joasă, realizat cu trei porți din alt circuit integrat de tip MMC4069, produce semnal triunghiular cu frecvența cuprinsă între 0,5...5 Hz, reglabilă cu ajutorul potențiometrului P2. Pentru obținerea efectului Leslie, frecvența semnalului de control va fi de 0,5 Hz, iar pentru obținerea efectului vibrato de fază frecvența va fi de 4...5 Hz. Montajul se alimentează de la o sursă dublă de ±12 V.

Dacă s-a respectat întocmai schema și s-au folosit componente verificate, montajul funcționează fără operații de reglaj.

Pentru verificarea auditivă și efectuarea reglajelor definitive ale celor două sintetizoare prezentate mai sus, se recomandă să se aplice la intrarea acestora un semnal cu spectru larg și dens. În acest sens recomandăm un generator de zgomot alb, realizat cu două tranzistoare npn, de tip BC107, BC171, BC172, conform schemei din figura 5. Folosirea zgomotului alb pune în evidență mult mai eficient funcționarea sintetizoarelor și facilitează operațiile de reglare a acestora.

# REFOLOSIREA TUBURILOR FLUORESCENTE

Ing. BARBU POPESCU

Dispozitivul descris în cele ce urmează prezintă un interes deosebit, deoarece permite **folosirea tuburilor fluorescente arse,** în gama de puteri cuprinsă între 6 W și 40 W.

Schema electrică, deosebit de simplă, prezentată în figurile 1 și 2, a fost publicată de dl. Gerald Jaschek în revista „Funkschau" nr. 16/1978 și reluată de revista „Radioelectronik" nr. 6/1988.

În schema din figura 1, la conectarea tensiunii de alimentare, condensatoarele C1 și C2 se încarcă fiecare la o tensiune de 310 V, de polaritate diferită, astfel încît tensiunea aplicată la bornele tubului fluorescent atinge valoarea de 620 V.

La atingerea acestei valori are loc amorsarea descărcării în gaz și tensiunea la bornele tubului scade.

Limitarea curentului se face cu drosel, care trebuie să aibă o putere corespunzătoare tubului folosit.

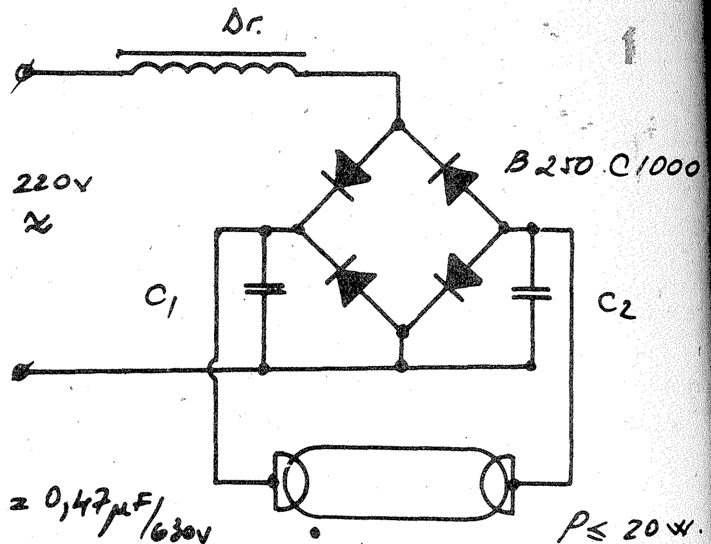
În schema din figura 4 sînt prezentate componentele indigene care au fost folosite în această variantă.

Se pot folosi diode de tipul 1N4004—1N4007, F407 etc.; rezultate bune dau condensatoarele HZ9402 de 0,22 μF/250 V c.a. + 2 x 500 pF, folosite la deparazitarea aspiratoarelor de praf (nu se va atinge carcasa acestora în timpul funcționării).

Pentru tuburi cu puteri cuprinse între 6 W și 14 W, condensatoarele C1 și C2 pot avea și valori cuprinse între 0,1 μF și 0,22 μF/400—630 V.

Pentru tuburile cu puterea de 20 W, condensatoarele C1 și C2 vor avea capacitatea cuprinsă între 0,22 μF și 0,47 μF/400—630 V.

După cum s-a mai spus, droselul va avea puterea corespunzătoare tubului (drosel de 20 W cu tub de 20 W); în cazul corpurilor de iluminat care conțin două tuburi de 20 W, se poate folosi droselul de 40 W pentru alimentarea unui singur tub de 20 W.




Dacă la conectarea tensiunii de alimentare, tubul nu se „aprinde", se va inversa tubul fluorescent în soclu.

În figura 2 este prezentată schema originală folosită pentru acționarea tuburilor de 40 W.

Se remarcă prezența diodelor D1 și D2, a condensatoarelor C3 și C4, precum și modificarea valorii condensatoarelor C1 și C2 la 3,75 μF/250 V c.a.

Aceste completări permit obținerea unei tensiuni de cca 1 200 V (înainte de amorsarea descărcării în gaz).

În figura 3 este prezentată o variantă realizată de mine, care a dat rezultate foarte bune cu tuburile rămânești de 40 W.

Față de schema din figura 2, diferă modul de conectare a condensatoarelor C1 și C2; de asemenea, a fost redusă valoarea capacității condensatoarelor C1 și C2 de la 3,75 μF la 0,47—0,22 μF, reducîndu-se sensibil prețul.

Practic, circa 70—75% din tuburile fluorescente arse se pot refolosi timp îndelungat cu circuitele prezentate.

# MODULATOR TV

Ing. GEORGE PINTILIE

Pentru urmărirea pe televizoare a imaginilor și a sunetului obținute de la un magnetoscop sau de la un receptor de programe de pe sateliți (în special pe televizoarele nemonitorizate), vă propunem un modulator simplu, dar cu bune performanțe, care are ieșirea pe canalele 7 sau 8 de televiziune.

Montajul constă dintr-un autooscilator de radiofrecvență executat cu tranzistorul T2, înfășurarea L3 și celelalte componente RC aferente.

Semnalul de imagine se aplică în circuitul de emitor, iar gradul de modulație se ajustează cu ajutorul potențiometrului semireglabil P2.

Pentru a putea „transmite" și semnalul audio, s-a realizat un oscilator pe frecvența de 6,5 MHz, cu tranzistorul T1, modulat în frecvență. Gradul de modulație se stabilește din potențiometrul semireglabil P1.

Semnalul cu frecvența de 6,5 MHz cules de pe înfășurarea L2 se aplică pe baza tranzistorului T2, în serie cu condensatorul C5. La ieșirea tranzistorului se va obține un semnal de radiofrecvență modulat în amplitudine cu semnalul de imagine, precum și cu o subpurtătoare de 6,5 MHz modulată în frecvență de către semnalul audio.

Cele două bobine sînt realizate pe carcase din material plastic, cu diametrul exterior de 4,5 mm, prevăzute cu miezuri din ferită. Aceste miezuri trebuie să aibă o astfel de permeabilitate magnetică încît să funcționeze bine la frecvențe de pînă la 200 MHz pentru bobina L3 și de pînă la 10 MHz pentru L1.

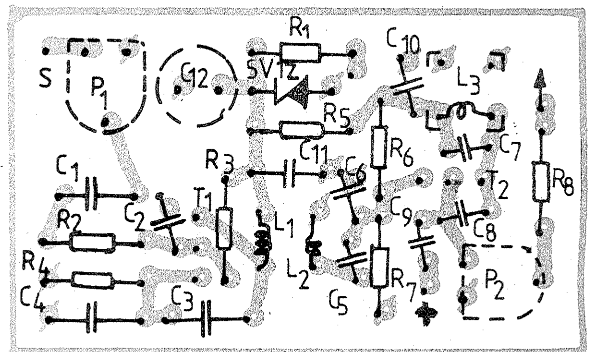
Bobina L3 are 3 spire din conductor CuEm Ø 0,4 mm, cu pas între spire de 1,5 mm.

Bobina L1 are 12 spire, conductor CuEm Ø 0,3 mm, spiră lîngă spiră, iar L2 are 2 spire din aceeași sîrmă, bobinate peste L1.

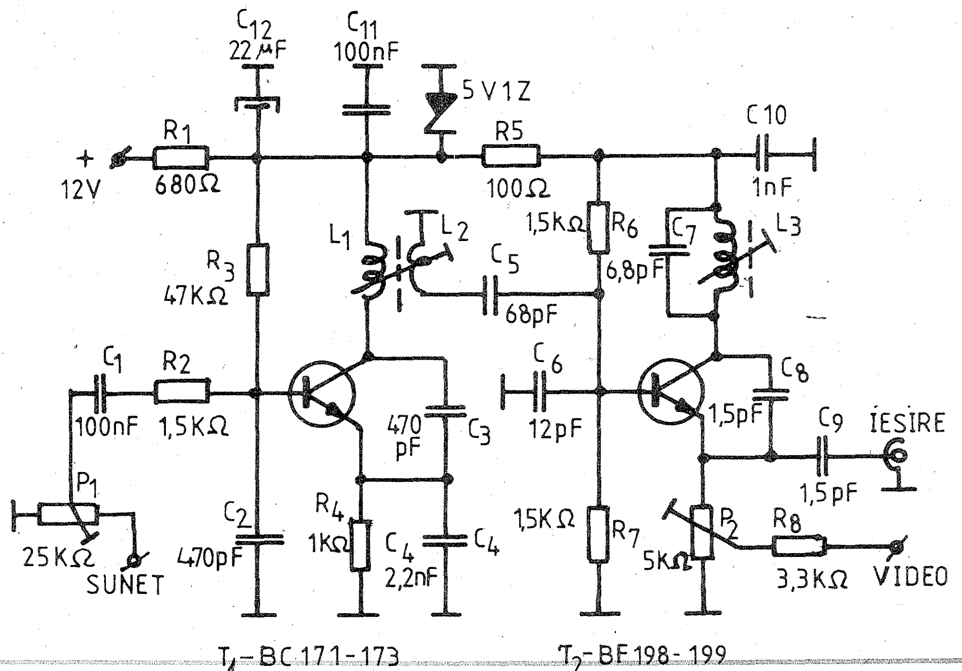
Montajul se realizează pe o placă cu cablajul imprimat de 75 x 45 mm. Desenul cablajului imprimat (cu vedere dinspre cablaj) este prezentat în figura 2. În desen sînt indicate numai traseele „calde". Circuitul de masă nu este trasat. Acesta se va face de către dv. și va trebui să acopere toată suprafața dintre trasee.

Montajul se alimentează de la o sursă de 12 V și consumă cca 10 mA.

În caz că dispunem de o tensiune stabilizată de 5 V, se renunță la rezistorul R1 și dioda Zener de 5,1 V, iar montajul se va alimenta direct la bornele condensatorului electrolitic C12.




2



Montajele au fost realizate experimental (cele din figurile 3 și 4) pe plăcuțe de circuit imprimat cu dimensiunile de 80 x 45 mm (varianta de 20 W) și 125 x 45 mm (varianta de 40 W).

Acestea au fost „împachetate" într-o casetă realizată din carton prespan cu grosimea de 1,5 mm.

La demontarea și montarea corpului de iluminat, la cablarea noului circuit, ca și la montarea dispozitivului, se vor lua toate măsurile de evitare a accidentelor prin electrocutare.

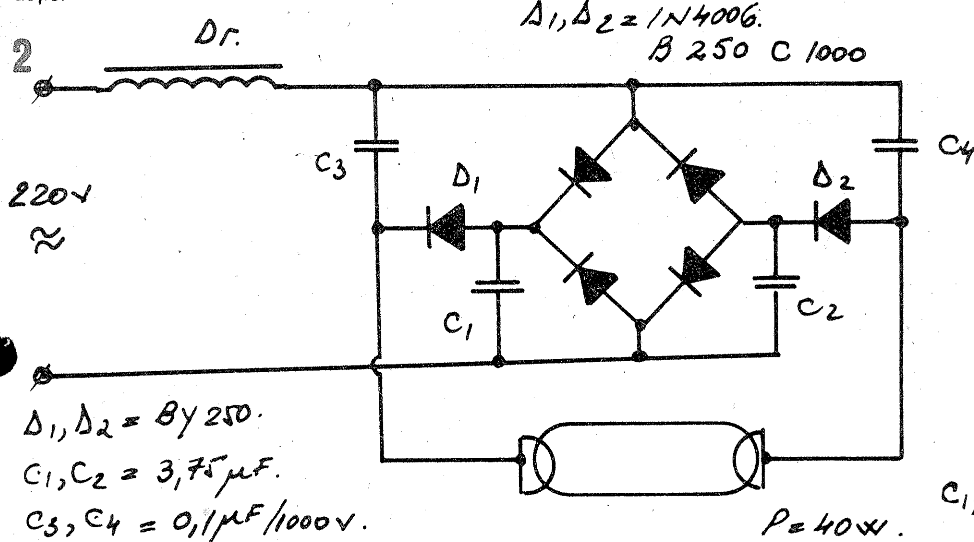
Montajul din figurile 1 și 2 (pentru tuburile de 20 W) se poate folosi cu rezultate mai slabe și cu tuburile de 40 W, cu droșel de 40 W.

Montajele prezentate funcționează de circa 8 luni, dînd deplină satisfacție.

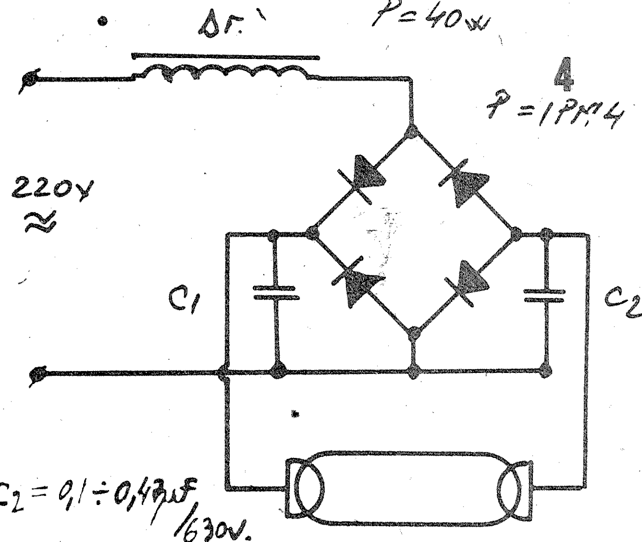
3

Dr.
220V ≈
D1 D2 P1 C1 C2 C3 C4
P1 = 1PM4.
D1, D2 = 1N4006.
B 250 C 1000
P=40W

2




4




# AUTOSTOP PENTRU MAGNETOFON

ALEXANDRU BARANCEA

Montajul oprește magnetofonul la terminarea bobinării benzii pe una dintre role. Magnetofonul nu pornește decît cu bandă, după 9 secunde, necesare pentru prinderea acesteia pe rolă.

Situate pe aceeași axă optică, de o parte și de alta a benzii magnetice, se află un LED ce luminează continuu și un fototranzistor.

Curentul necesar pentru aprinderea LED-ului (10 mA) și pentru aducerea în conducție a tiristorului se obține din rețea prin circuitul serie format din D1, diodă redresoare, și R1 = 11 kΩ/2 W, rezistență limitatoare de curent.

Condensatorul C1 = 1 000 μF are rol de filtru pentru obținerea tensiunii continue de lucru.

Dacă există bandă magnetică, T1 și T2 sînt blocate, tiristorul primește curent de poartă prin circuitul serie descris mai sus și alimentează magnetofonul prin diodele din punte D2, D3, D4, D5. Dacă nu există bandă, lumina LED-ului determină un curent în fototranzistor. Acesta determină pe rînd: pozitivarea bazei lui T1, conducție colector-emitor T1, pozitivarea bazei lui T2 prin R3, conducție emitor-colector T2, șuntarea curentului poartă-catod, blocarea tiristorului, deschiderea punții de diode și oprirea magnetofonului.

Pornirea întîrziată se realizează în prezența benzii, cînd T1 este blocat. Atunci T2 rămîne în conducție, pînă la încărcarea lui C3 = 100 μF prin R3 = 16 kΩ.

C4 = 0,1 μF/400... 1 000 V suprimă perturbațiile radioelectrice ale tiristorului, C2 = 0,1μF elimină tensiunile de joasă frecvență captate de firele de legătură dintre montaj și fototranzistor. Se folosește un tiristor care intră în conducție pentru un curent de poartă ≤ 10 mA, din seria T1N4, T3N6 sau echivalent. Pentru un tiristor care intră în conducție la un curent de poartă mai mare de 10 mA, dar mai mic de 20 mA, schema se completează ca în figura 2, obținîndu-se un curent constant poartă-catod de 10 mA, la care se adaugă sau nu încă 10 mA prin circuitul din schema de bază din figura 1.

Consumul montajului crește astfel de la 2 W la 4 W. R2 = 11 kΩ/2 W determină valoarea suplimentară a curentului constant, filtrat de C5 = 470 μF/16 V, aplicat prin R4 = 1 kΩ pe poarta tiristorului. D6 permite numai însumarea curenților, separînd circuitele.

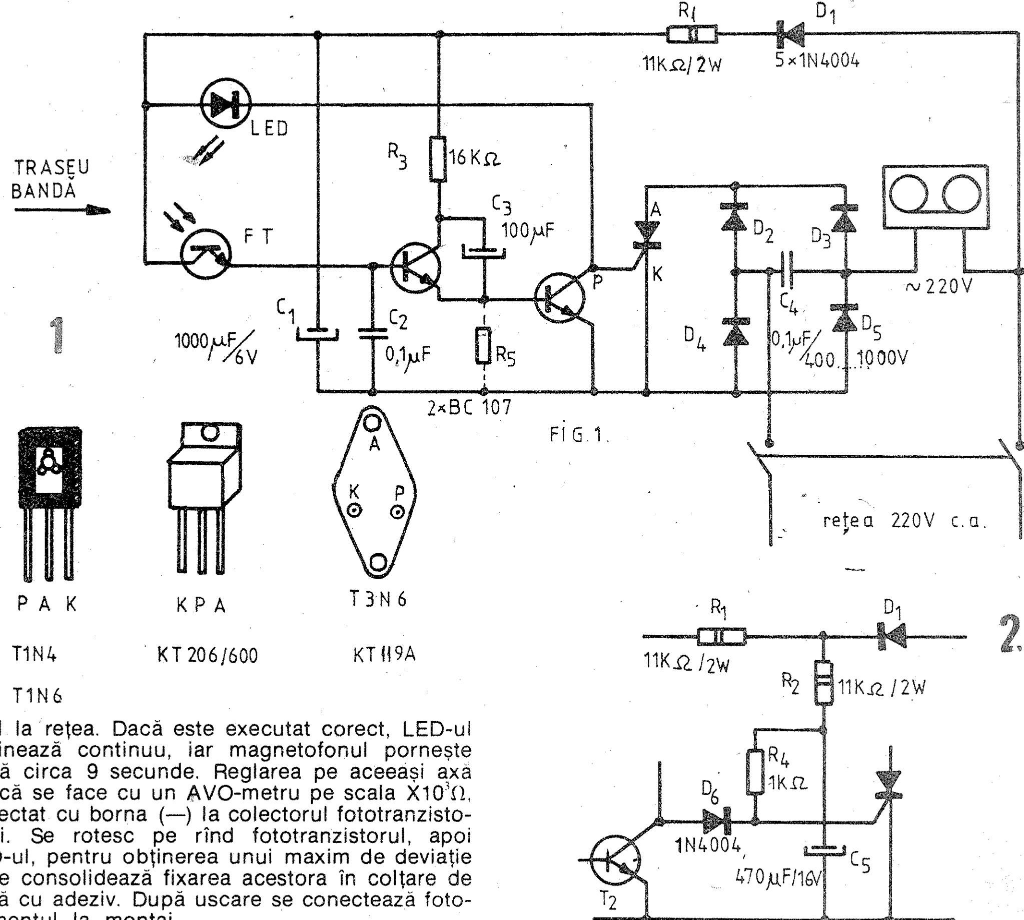
Între LED și fototranzistor, care poate fi de orice tip, este o distanță de 2... 3 cm. Pe fototranzistor se aplică un tub negru din plastic, ori se lipește hîrtie neagră roluită. Pentru reglare, fototranzistorul este neconectat. Se alimentează montajul la rețea. Dacă este executat corect, LED-ul luminează continuu, iar magnetofonul pornește după circa 9 secunde. Reglarea pe aceeași axă optică se face cu un AVO-metru pe scala X10³Ω, conectat cu borna (—) la colectorul fototranzistorului. Se rotesc pe rînd fototranzistorul, apoi LED-ul, pentru obținerea unui maxim de deviație și se consolidează fixarea acestora în colțare de tablă cu adeziv. După uscare se conectează fotoelementul la montaj.

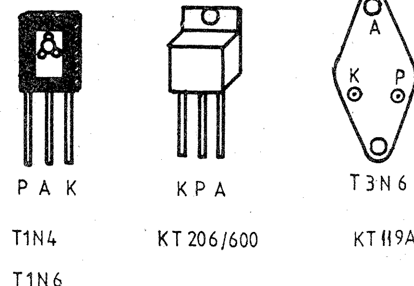
Dacă în prezența benzii magnetice, alimentarea magnetofonului este blocată, o eventuală desensibilizare a schemei se obține prin conectarea unei rezistențe tatonate R5 = 1 kΩ ... 10 kΩ. Rezistența (rezistențele) de 2 W se montează degajat, la minimum 1 cm de semiconductoare și 0,5 cm de cablaj.

Magnetofonul „Uvertura" utilizează pentru partea tranzistorizată tensiunea obținută de la două înfășurări de pe motor.

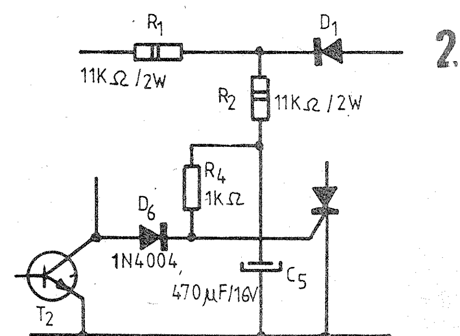
Montajul a fost realizat în acest magnetofon, comandînd numai motorul, dar poate comuta și un eventual transformator.

1




2.



# APARATURĂ DE TESTARE

GEORGE D. OPRESCU

Pe măsura avansării în domeniul construcțiilor electronice, amatorii simt necesitatea construirii de aparatură pentru măsură și control. Pentru începători îndeosebi nu poate fi vorba de aparatură scumpă, de mare precizie, rezervată doar laboratoarelor specializate, ci de echipament ușor de construit, care permite o precizie suficientă pentru lucrările curente de construire, reglare și depanare a unor alte realizări ale amatorului, sau a aparatajului electronic casnic, de construcție industrială. Neavînd pretenția și costul unor aparate scumpe de măsură și control, dar nici performanțele acestora, aparatele de testat pot fi ușor realizate cu un volum redus de lucrări, cu un cost redus și pot servi zeci de ani laboratorul unui electronist entuziast, alături de sculele mai sofisticate care nu vor înceta să se strîngă în „zestrea" amatorului. Un aparat scump de măsură și control este asemenea unui automobil de lux, un tester echivalează însă cu o bicicletă care, deși mult mai simplă și mai ieftină, poate aduce servicii inestimabile — în primul rînd pentru sănătate! De aceea și testerele pot aduce multă satisfacție, rezolvînd probleme, permițînd avansul continuu spre progresul tehnic. De aceea, testerele trebuie să fie ușor de realizat, cu piese ieftine, ușor de găsit și utilizat, să aibă un gabarit cît mai redus, să fie portabile, ușoare, în format de buzunar. De aceea este preferabil ca alimentarea lor să se facă cu o sursă cît mai ieftină de energie, care să dureze cît mai mult. Dacă se adoptă acest criteriu, este de la sine înțeles că se resping soluțiile depășite ale utilizării de baterii de 4,5 sau 9 V și, de asemenea, utilizarea unor alimentatoare de la rețea, care înșiră șnururi de alimentare în toate direcțiile și care măresc gabaritul aparaturii. Se renunță cu plăcere la folosirea circuitelor integrate, fie analogice care cer tensiuni mari de alimentare, fie a celor TTL care reclamă o tensiune stabilizată de fix 5 V. Foarte seducătoare este soluția utilizării unor montaje cu număr redus de piese, alimentate numai dintr-un singur element galvanic de 1,5 V, de pildă o baterie tip R6, cu capacitatea de 300 mA·oră. Prin utilizarea unor tranzistoare cu germaniu, montajele testerelor pot funcționa satisfăcător și în momentul în care bateria se epuizează în mod avansat, chiar pînă la o tensiune de 0,4 V. În cazul tranzistoarelor cu siliciu, montajele mai pot „pîlpîi" chiar și la o scădere a sursei de alimentare pînă la 0,7 V. Deci, oricînd testerul poate fi utilizat, cîteodată ani de zile, dacă a avut o baterie de bună calitate în interior și dacă această baterie este plasată într-un compartiment separat, de unde electrolitul, eventual scurs, să nu aducă prejudicii restului montajului.

Montajele de mai jos au fost concepute cu tranzistoare cu siliciu de mică putere, indiferent de tip, fie de tip BC, fie BF, fie BD, indiferent de serie. În cazul utilizării unor tranzistoare cu germaniu sau siliciu de tip „pnp", este necesar să se schimbe sensul polarității condensatoarelor electrolitice și al branșării bateriei de alimentare. Eventual se vor tatona valorile pieselor notate cu asterisc. Valorile restului pieselor pot diferi față de cele indicate, chiar în limite largi, cu peste 20%. Absolut toate rezistoarele pot fi de 1/10... 1/4 W, condensatoarele electrolitice chiar la 3 V, condensatoarele fixe ceramice sau stiroflex de orice tip. Montajele, fiind foarte simple, pot fi realizate prin cablaj metalizat — cu șuvițe de cupru perforate — sau prin plăcuțe de pertinax sau plastic perforat, cu conexiuni prin sîrmulițe lipite sau chiar prin lipire directă a terminalelor pieselor între ele și rigidizare cu un compound sau adeziv izolant oarecare. Bineînțeles, bateria va fi detașabilă.

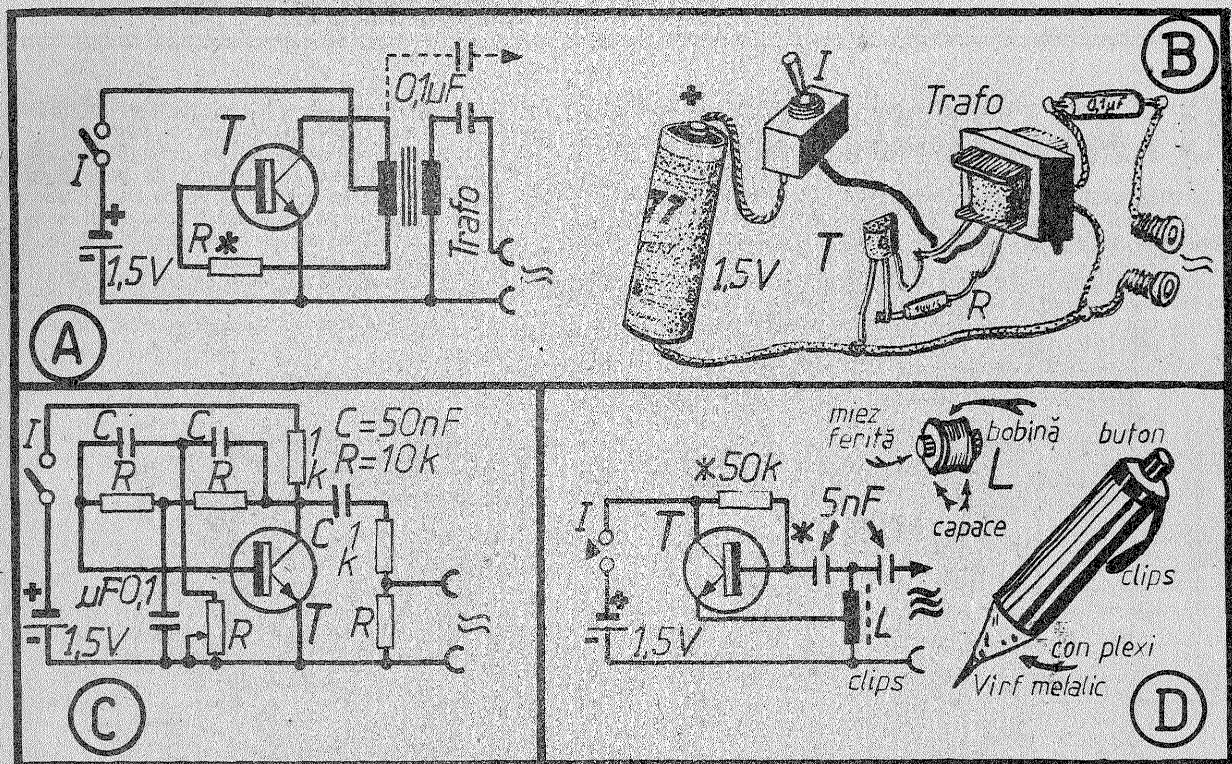
Iată, pe rînd, cum pot fi realizate testerele de mai jos. În figura A, un generator de audiofrecvență deosebit de simplu folosește o schemă de oscilator cu reacție inductivă. Se utilizează un transformator de ieșire de audiofrecvență pentru aparat de radio portabil sau de buzunar, de orice fel. Datele unui asemenea transformator sînt de obicei următoarele: miez permalloy sau ferosiliciu, cu suprafața secțiunii între 0,2... 1 cm² (funcție de putere), primarul 2 x 500 de spire/0,07...0,15 mm diametru, secundarul 50... 100 de spire/0,2...0,35 mm diametru, tole țesute. În cazul utilizării unui transformator de defazare, acesta poate da în secundar tensiuni periculos de mari, care pot defecta montajele testate. De aceea, se preferă ca tensiunea audio dată de generator să fie extrasă din colectorul tranzistorului, circuit figurat punctat. Montajul cablat corect, singura piesă de reglat este valoarea rezistorului marcat cu asterisc; pentru 1 000 Hz, valoarea este de circa 1 kΩ, dar după dorință și după tipul de transformator folosit poate avea valori cuprinse între 500 Ω și 200 kΩ, la limite obținîndu-se frecvențe subsonice sau ultrasunete. Semnalul oferit este destul de puternic pentru încercarea unei linii de difuzoare, branșată direct pe secundar. În caz că rezistorul prin care se face reacția pozitivă și polarizarea tranzistorului se înlocuiește cu un număr de rezistoare semireglabile și contacte de claviatură, se obține un mic instrument muzical electronic, care poate face deliciul copiilor... Generatorul audio, așa simplu cum este, poate aduce foloase și pentru depanări de radioreceptoare, întrucît eliberează un semnal foarte bogat în armonice, mergînd de la fundamentală, apoi în radiofrecvență, pînă în gama undelor scurte. Cu ajutorul lui, injectîndu-se semnalul printr-un condensator de capacitate mai mică, de 100...50 pF, se pot încerca etajele de radiofrecvență, de la circuitul de antenă spre detecție. Dacă semnalul „nu prea curat" oferit de primul montaj nu satisface pe cei care doresc un semnal pur sinusoidal, se preferă oscilatorul cu buclă de reacție selectivă de frecvență „dublu T" din figura C. Semnalul sinusoidal este de circa 0,3 V amplitudine, mai mult decît suficient pentru testări diverse audio. Prin ajustarea potențiometrului semireglabil se poate obține o frecvență de circa 1 000 Hz, sau oricare alta în limitele 300...3 000 Hz, cu un minimum de distorsiuni, sub 1%.

În cazul că se dorește obținerea unui generator de test specializat pentru depanarea aparatelor de radio, cu semnal de radiofrecvență automodulat cu audiofrecvență, montajul din figura D este foarte simplu de realizat, reprezentînd un autooscilator inductiv cu reacție prin emitor. Bobina oscilatorului se poate realiza în cîteva minute, pe un miez de ferită sau ferocart, cu diametrul de 3...8 mm și lungimea de 8...15 mm. Bobinajul se face între două căpăcele de carton lipite cu vopsea nitro direct pe miez și numără 100+100 de spire, bobinate în același sens, cu sîrmă de cupru de 0,1...0,2 mm, cu orice fel de izolație. Reglajul montajului se face în momentul apropierii lui de antena de ferită a unui aparat portabil cu tranzistoare în funcțiune, prin reglarea tonului muzical generat, tatonînd valorile rezistorului și condensatorului, notate cu steluță. Închiderea montajului împreună cu bateria într-un tubuleț de plastic, ecranat cu tablă subțire de fier în interior, pentru a nu radia semnal decît prin vîrful de test, prevederea unui clips și a unui căpăcel de protecție îl fac asemănător unui stilou.

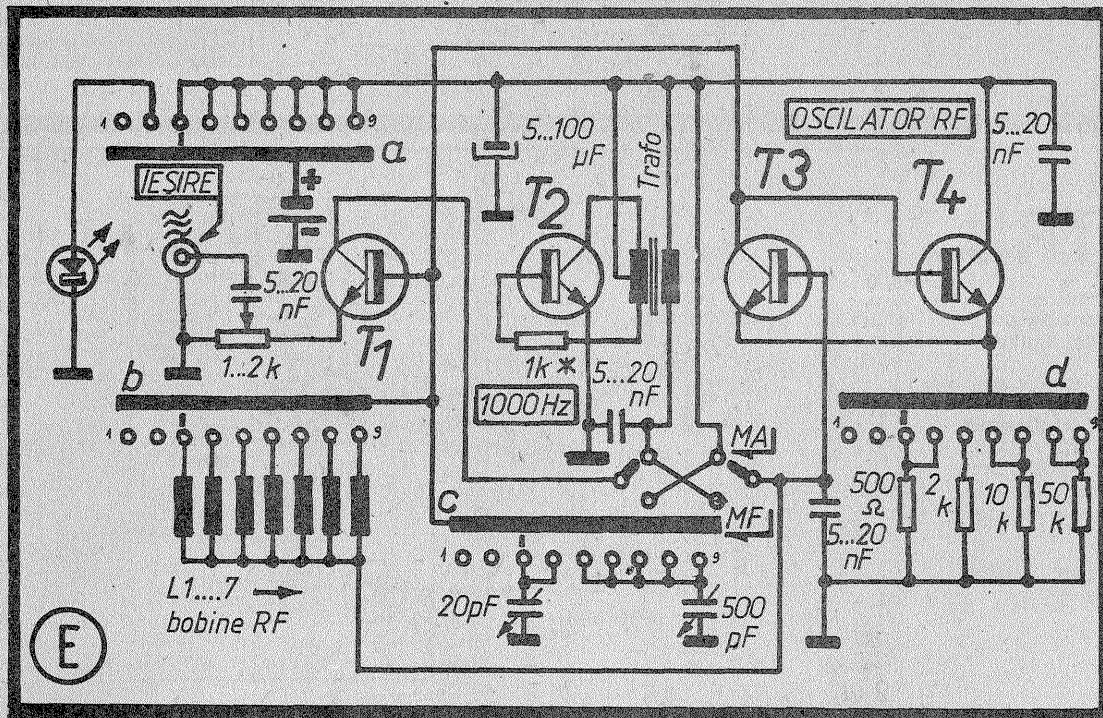
Pentru amatorii cu pretenții mult mai mari, dar și cu o pregătire mai bună, care îi face capabili de realizări mai pretențioase, recomand generatorul de test de radiofrecvență din figura E; acesta nu poate avea pretenția de a fi o heterodină modulată, adică un generator etalon de semnal standard, avînd totuși performanțe interesante. Astfel, la ieșire livrează un semnal de radiofrecvență modulat în frecvență sau amplitudine de la 100 kHz la 150 MHz, cu o amplitudine mai mare de 0,1 V. Trebuie folosite piese de bună calitate, îndeosebi tranzistoarele T3 și T4, care trebuie să fie de radiofrecvență, cu limită cît mai mare, peste 500 MHz. Un comutator cu patru galeți, cu nouă sau zece poziții, asigură o mulțime de subgame; pentru gamele uzuale de modulație amplitudine ajunge un comutator cu doar trei-patru poziții. Un inversor permite trecerea de la modulația în amplitudine la cea în frecvență. Transformatorul de modulație este tot unul de ieșire audio pentru aparat de buzunar. Pentru amatorii mai pretențioși, care doresc o modulație cu profunzime de 30%, se recomandă ca secundarul să aibă mai multe prize care se tatonează, altfel modulația „mușcă" prea mult. După cum se observă, comutatorul de game servește și pentru întreruperea alimentării. Primul contact din stînga este în aer, alimentarea neconectată. Al doilea contact testează starea bateriei printr-o diodă luminescentă roșie (singurul tip de diodă LED care luminează doar la 1,2...1,5 V). Restul contactelor branșează circuitele de UKW (UUS) vestic și estic, cu efect și asupra benzii I de televiziune, cu vizionare de bare orizontale, apoi restul contactelor introduc gama de unde scurte (două subgame), unde medii, frecvență intermediară și unde lungi. Gradul de reacție diferă de la gamă la gamă; valorile rezistoarelor sînt acoperitoare pentru funcționare stabilă. Condensatorul variabil este de tip cu patru secțiuni. Pentru UKW se folosește o singură secțiune de cca 15...20 pF, pentru rest, două secțiuni de 250...270 pF în paralel. Bobinele de radiofrecvență sînt foarte ușor de executat. Astfel, bobinele L1 și L2 se efectuează fără carcasă, numără 4 și, respectiv, 6 spire, cu sîrmă de 0,5 mm, diametrul bobinajului 6 mm. Pentru reglaj se strîng sau se răsfiră spirele. Pentru rigidizare, în interiorul acestor bobine se introduce cîte o bucată de burete din plastic, de poliuretan, care se parafinează. Restul bobinelor se fac pe carcase de plastic cu miez reglabil de ferită — miez de 2,4 mm sau 3 mm diametru — cu soclul de plastic retezat ca să ocupe spațiu mai mic. Bobina L3 pentru 5...30 MHz numără 12 spire, sîrmă 0,25 mm. Bobina L4 pentru 1,8...6 MHz are 22 de spire, sîrmă 0,15...0,2 mm. Pentru rest, bobinele L5, L6 și L7 vor avea cîte 40, 120 și 250 de spire, bobinate în vrac, cu spirele imobilizate, cu sîrmă email-mătase de 0,1 mm. Reglajul se va face prin comparare cu scala unui aparat de radio bine etalonat, folosind eventual un generator etalon. Se impune utilizarea unei cutii metalice, din tablă zincată, cu panou din aluminiu de 2...3 mm grosime, mărimea generatorului putînd fi doar ceva mai mare decît a unui pachet de țigări.

În figura F, un tester tot de buzunar, cu ajutorul căruia se pot sorta piese electronice cu valoare necitibilă, sau piese provenite din demontare de aparatură veche. Este o punte de măsură RC în care se folosește tot prima schemă de oscilator, dar pentru un semnal mai puternic, se folosește un transformator defazor (driver). Acesta are două bobinaje, unul de 2 x 500 de spire și unul de 2 000 de spire (bobinat cu sîrmă de 0,07...0,1 mm). În plus, miezul este asamblat cu întrefier; aceasta explică valoarea mult diferită a rezistorului de reacție și polarizare. Pentru piesele punții, acestea vor fi de toleranțe cît mai mici, astfel ca notațiile unice de pe cadranul potențiometrului să se suprapună riguros și la condensatoare și la rezistențe de diverse valori.

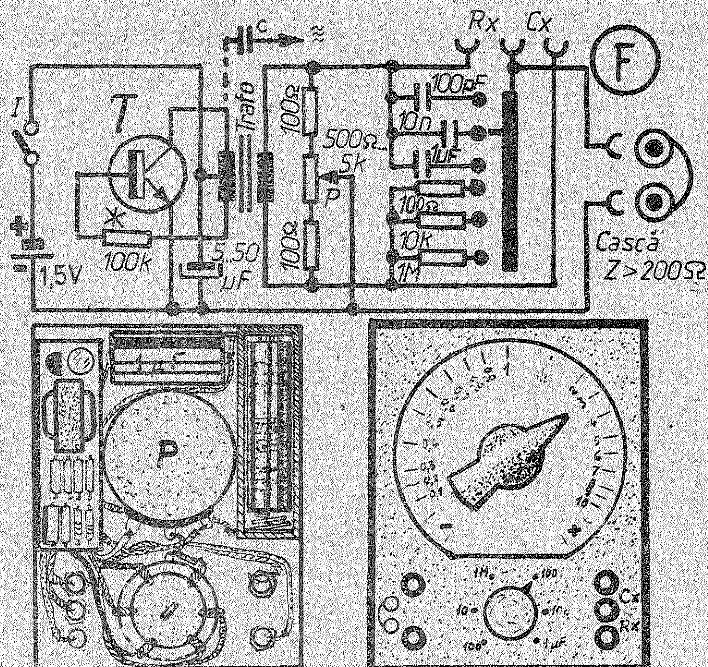
În figură se poate vedea, de asemenea, cum se asamblează puntea RC într-o carcasă de plastic, în care există un compartiment separat pentru baterie. Pentru constatarea stării de echilibru a punții, se folosește o casca în care balansul se poate constata prin minimul audiției tonului muzical. În cazul unei căști mai puțin sensibile, valoarea piesei testate se aproximează prin medierea pozițiilor de început minim. În locul căștii se poate plasa un milivoltmetru sau un AVO-metru pe scala de curent alternativ, balansul obținîndu-se tot pe poziția minimă. O bornă de ieșire de pe colectorul tranzistorului poate face montajul apt a funcționa și ca generator test de audio și radiofrecvență, ca primul montaj.



A
B
T
I
R*
1,5V
0,1µF
Trafo
1,5V
T
R
C
C=50nF
R=10k
µF0,1
1,5V
D
*50k
5nF
1,5V
miez ferită
bobină
buton
capace
clips
con plexi
Vîrf metalic

E
IEŞIRE
5..100 µF
Trafo
OSCILATOR RF
T3
T4
T1
T2
5..20 nF
1..2 k
1k *
1000Hz
MA
MF
500 Ω
L1....7
bobine RF
20pF
500 pF

F
Rx
Cx
Trafo
100pF
10n
1µF
100Ω
10k
1M
500Ω..5k
1,5V
100k
5..50 µF
Cască
Z>200Ω
P

# CĂUTĂTOR DE METALE

Montajul este format din două oscilatoare: unul cu frecvenţa fixă, pilotat cu un cuarţ ce rezonează pe 1 MHz, şi al doilea oscilator de tip LC, a cărui frecvenţă de oscilaţie este influenţată de prezenţa unui metal în apropierea bobinei.

Oscilatorul LC trebuie să fie adus ca frecvenţă foarte aproape de frecvenţa oscilatorului cu cuarţ cu ajutorul diodei varicap (la aproximativ 100 Hz). Prezenţa unui metal în apropierea bobinei produce o deplasare a frecvenţei ce este ascultată în cască.

Constructorul afirmă că o monedă de 3 lei este sesizată la o adîncime de 15 cm, iar o bucată de metal de mărimea unui capac de canalizare la o adîncime de 65 cm, în pămînt.

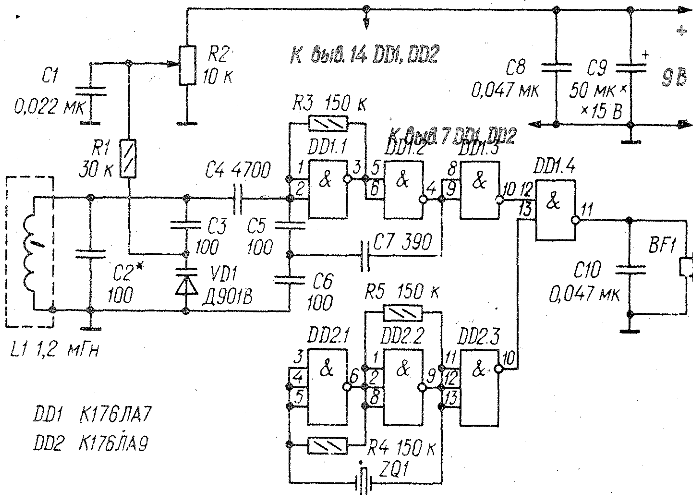
Bobina căutătoare se construieşte într-un tub din plastic de formă circulară, diametrul interior al bobinei fiind de 20 cm.

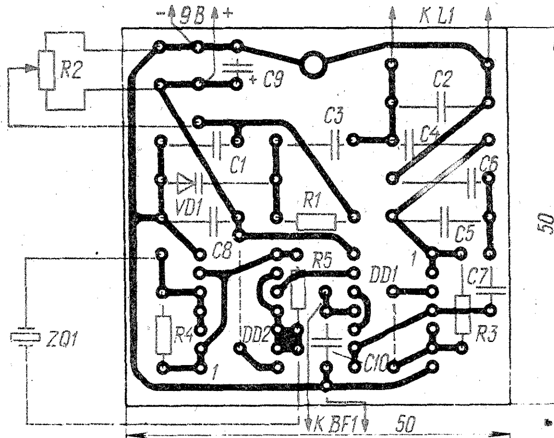
În tub se bobinează 50 de spire CuEm 0,25. După terminarea bobinării, peste tub se înfăşoară o folie de aluminiu, care însă se întrerupe în apropierea braţului de susţinere, în aşa fel ca această folie să nu formeze o spiră în scurtcircuit.

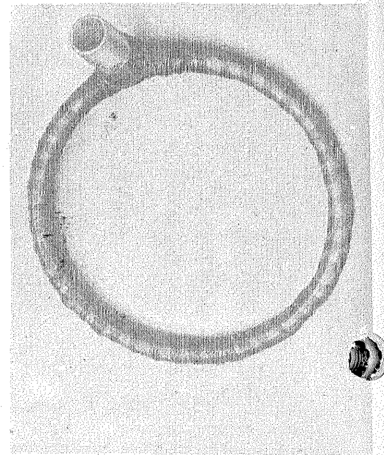
Circuitul DD1 este de tip MMC4011, iar DD2 este MMC4023. În locul lui MMC4023 poate fi folosit şi MMC4011.

Ascultarea se face în cască, iar alimentarea este la 9 V.

**RADIO, 8/1990**



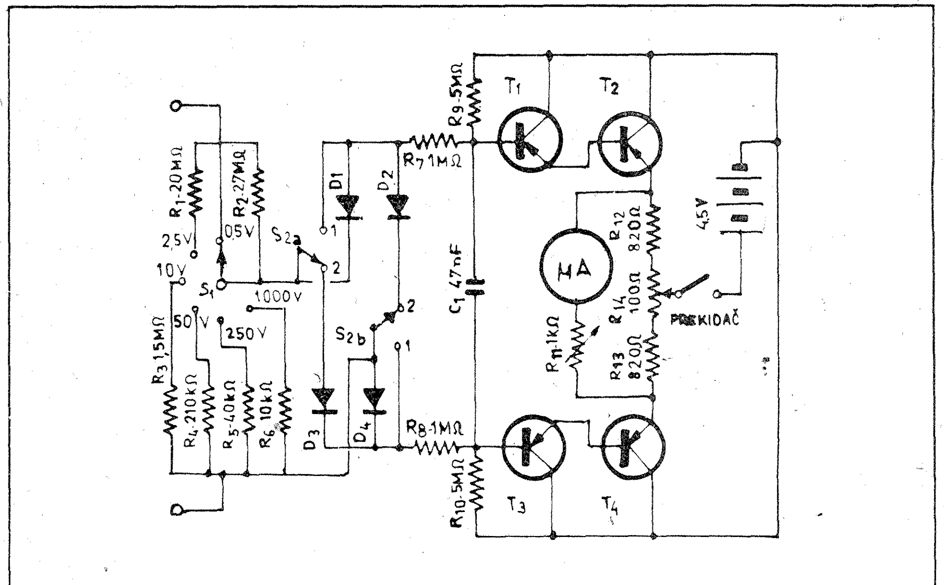
# VOLTMETRU

După cum este construit, acest instrument este capabil a măsura tensiuni continue şi alternative pe 6 scale (0,5—2,5—10—50—25—1 000 V) ce ajung la frecvenţa de 30 kHz.

Semnalul, după ce trece prin divizorul rezistiv, asigurînd o impedanţă de intrare de cel puţin 20 MΩ, ajunge la amplificator. Se folosesc diode de detecţie cu germaniu, iar tranzistoarele sînt AC122, AC125, AC126 cu germaniu sau BC178, BC308 cu siliciu. Instrumentul indicator are sensibilitatea de 100 μA.

Din potenţiometrul R14 se fixează indicaţia zero pe fiecare scală.

**TECHNIČKE NOVINE, 6/1991**

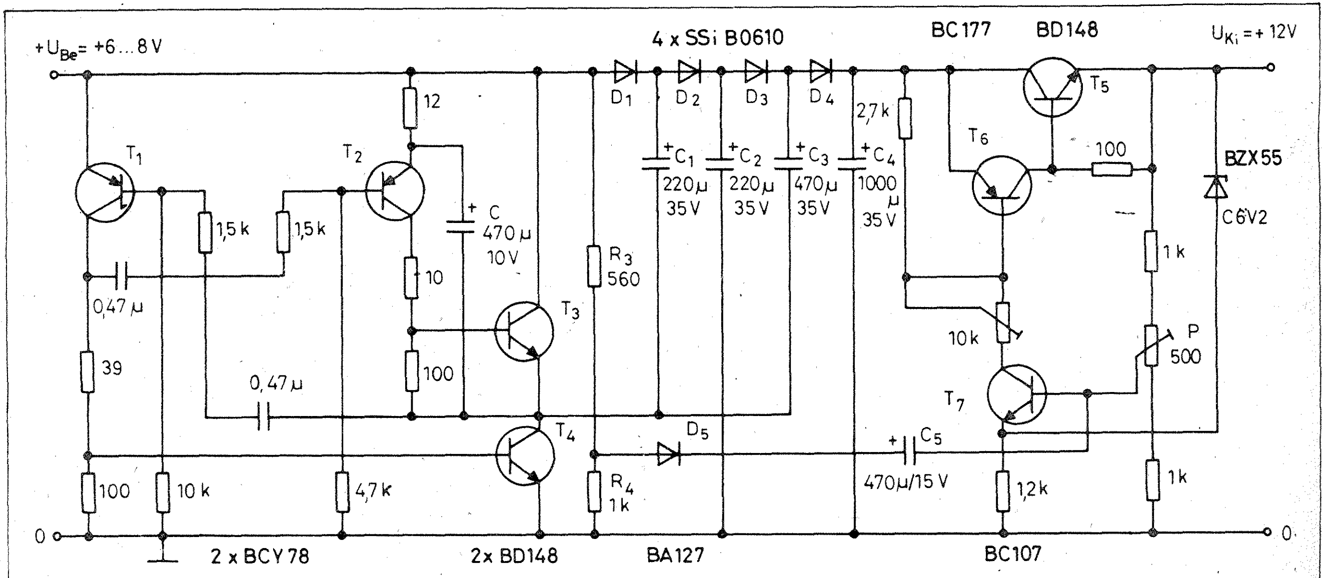



# CONVERTOR 6/12 V

Montajul permite obţinerea unei tensiuni de 12 V pentru alimentarea unui aparat de radio sau a unui casetofon, atunci cînd nu dispunem decît de o sursă de 6 V, cum este cazul autoturismelor „Trabant". Tranzistoarele T1 şi T2 sînt într-un montaj de multivibrator.

Grupul celor patru diode împreună cu cele patru condensatoare formează un multiplicator de tensiune. Tranzistoarele T4, T5, T6 formează un stabilizator de tensiune pentru 12 V.

**RADIOTECHNIKA, 8/1991**



Dl. **NEGREANU RAUL** — Someşeni

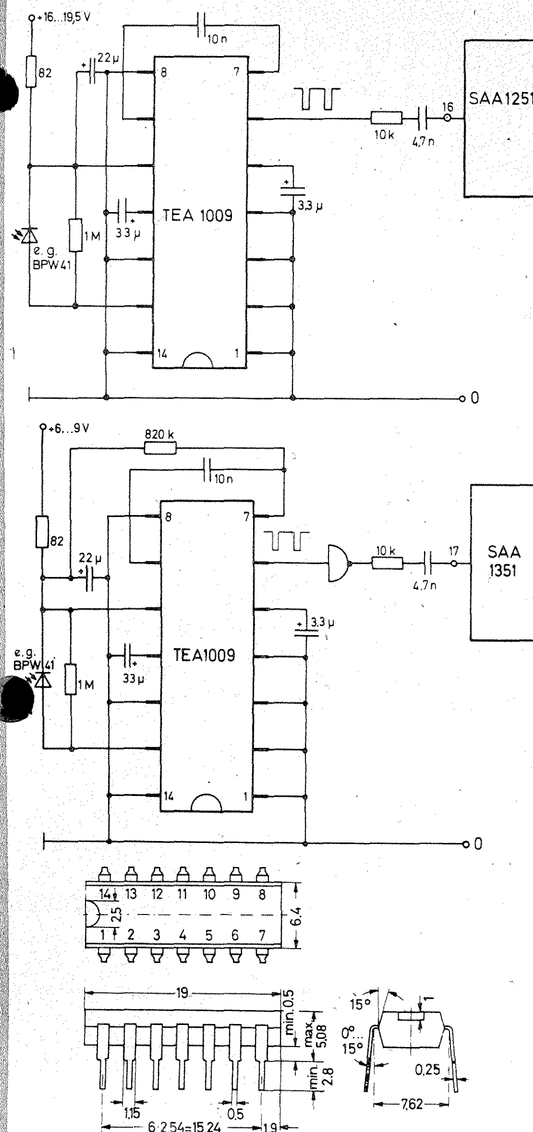
# TEA1009

Circuitul integrat TEA1009 este un preamplificator ce echipează receptoarele ce lucrează în infraroşu, avînd ca elemente de bază circuitele SAA1251 sau SAA1351 fabricate de ITT.

Detectorul de infraroşu este o fotodiodă PIN de tipul BPW41 branşată în paralel cu un rezistor de 1 MΩ la terminalele 10—13 ale circuitului TEA1009.

Se observă că atunci cînd semnalul este aplicat circuitului SAA1251, aceasta se face printr-un grup RC, alimentarea circuitului TEA1009 fiind cuprinsă între 16 V şi 19,5 V, pe cînd dacă se lucrează cu SAA1351, alimentarea este cu o tensiune mult mai mică, de numai 6÷9 V, iar în serie cu grupul RC de cuplaj este introdusă şi o celulă NAND.

Vă prezentăm alăturat schemele de aplicaţie, în ambele cazuri, ale circuitului TEA1009 după fişa de catalog ITT.




# TRANZISTOARE DE PUTERE

Dl. **MELINTE GABRIEL** — Iaşi

Tabelul alăturat prezintă o parte din tranzistoarele mai moderne de joasă frecvenţă şi putere. După cum se observă, majoritatea sînt în perechi spre a putea fi utilizate în etaje de putere.

| npn | pnp | $I_C$ | $V_{CEO}$ 22 V | 32 V | 40 V | 45 V | 60 V | 80 V | 100 V | 120 V | 400 V | 450 V | 700 V |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| BD943 | BD944 | 5A | ● | | | | | | | | | | |
| BD945 | BD946 | 5A | | ● | | | | | | | | | |
| BDT29 | BDT30 | 1A | | | ● | | | | | | | | |
| BDT31 | BDT32 | 3A | | | ● | | | | | | | | |
| BDT41 | BDT42 | 6A | | | ● | | | | | | | | |
| BD239 | BD240 | 3A | | | | ● | | | | | | | |
| BD933 | BD934 | 3A | | | | ● | | | | | | | |
| BD241 | BD242 | 5A | | | | ● | | | | | | | |
| BD947 | BD948 | 5A | | | | ● | | | | | | | |
| BD243 | BD244 | 8A | | | | ● | | | | | | | |
| BD201 | BD202 | 8A | | | | ● | | | | | | | |
| BDT29A | BDT30A | 1A | | | | | ● | | | | | | |
| BD239A | BD240A | 3A | | | | | ● | | | | | | |
| BD935 | BD936 | 3A | | | | | ● | | | | | | |
| BDT31A | BDT32A | 3A | | | | | ● | | | | | | |
| BD241A | BD242A | 5A | | | | | ● | | | | | | |
| BD949 | BD950 | 5A | | | | | ● | | | | | | |
| BDT41A | BDT42A | 6A | | | | | ● | | | | | | |
| BD243A | BD244A | 8A | | | | | ● | | | | | | |
| BD203 | BD204 | 8A | | | | | ● | | | | | | |
| BDT91 | BDT92 | 10A | | | | | ● | | | | | | |
| PH3055T | PH2955T | 10A | | | | | ● | | | | | | |
| BDT81 | BDT82 | 15A | | | | | ● | | | | | | |
| BDT29B | BDT30B | 1A | | | | | | ● | | | | | |
| BD239B | BD240B | 3A | | | | | | ● | | | | | |
| BD937 | BD938 | 3A | | | | | | ● | | | | | |
| BDT31B | BDT32B | 3A | | | | | | ● | | | | | |
| BD241B | BD242B | 5A | | | | | | ● | | | | | |
| BD951 | BD952 | 5A | | | | | | ● | | | | | |
| BDT41B | BDT42B | 6A | | | | | | ● | | | | | |
| BD243B | BD244B | 8A | | | | | | ● | | | | | |
| BDX77 | BDX78 | 8A | | | | | | ● | | | | | |
| BDT93 | BDT94 | 10A | | | | | | ● | | | | | |
| BDT83 | BDT84 | 15A | | | | | | ● | | | | | |
| BDT29C | BDT30C | 1A | | | | | | | ● | | | | |
| BD239C | BD240C | 3A | | | | | | | ● | | | | |
| BD939 | BD940 | 3A | | | | | | | ● | | | | |
| BDT31C | BDT32C | 3A | | | | | | | ● | | | | |
| BD241C | BD242C | 5A | | | | | | | ● | | | | |
| BD953 | BD954 | 5A | | | | | | | ● | | | | |

Redactor-şef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacţie: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODĂRNAI
Secretariat: M. PĂUN
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAŞCU

Administraţia: Editura „Presa Naţională"

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" Bucureşti

INDEX 44212

31-18




SOCIETATEA COMERCIALĂ „DEDAL" S.A., GARANȚIA SIGURANȚEI ZBORULUI DUMNEAVOASTRĂ ÎN DOMENIUL AERONAVELOR ULTRAUȘOARE.

## O ȘANSĂ UNICĂ! PRIN NOI VĂ PUTEȚI ÎMPLINI VISUL DE A ZBURA, LA PREȚURI ACCESIBILE!

**Beneficiind de experiență în domeniul construcțiilor de aviație, al capacităților de producție, ca succesoare a fostului Institut de Aviație București, completată cu experiența multiplilor campioni și recordmeni naționali la deltaplanism, George Craioveanu și Ioan Ignat, „DEDAL" S.A. a lansat un program ambițios de fabricare și certificare aeronautică, ca prima producătoare națională a gamei complete de aeronave ultraușoare, oferind fiecărui pasionat al zborului motodeltaplanul sau deltaplanul dorit.**

BABY-CLUB, **deltaplan de școală și antrenament, foarte stabil, ușor de decolat și aterizat. Viteză — 30—60 km/oră, finețe de zbor — 1:8, greutate — 27 kg, pliabil la 3,6 m (opțional la 2 m).**

DANUBIUS, **deltaplan de performanță și agrement aerian, pilotat fără efort prin bara transversală flotantă, acoperire intrados 65%, profil aerodinamic N.A.S.A. Viteză — 45—85 km/oră, finețe de zbor — 1:10, viteză descendentă — 0,90 m/s, greutate — 32 kg, pliabil la 3,6 m, husă de protecție de 6 m. Ham-pilot în două variante.**

STAR, **motodeltaplan monoloc (o persoană), motor Aero-TINO-725 cmc, de 30 CP, consum — 7 l/oră, viteză — 45—85 km/oră, finețe fără motor — 1:6, decolare/aterizare — 50 m, greutate — 145 kg, aripa pliabilă la 3,6 m. Destinație: sport, turism aerian, supraveghere aeriană, lansare de conteinere utilitare, zboruri publicitare (banderole) etc.**

PATRIOT, **motodeltaplan biloc (două persoane) în tandem, motor Aero-OLCIT-1 129 cmc, de 56 CP, consum — 9 l/oră, viteză — 55—90 km/oră, anvergură — 10,7 m, finețe fără motor — 1:9, viteză ascensională — 2—5m/s, decolare/aterizare — 60 m, greutate — 175 kg (maximum în zbor 400 kg). Destinație: sport, turism aerian (una sau două persoane), pilotaj în dublă comandă elev-instructor, remorcaj de deltaplan, lansare de parașutist, activități utilitare (stropit culturi agricole, fotogrammetrie, supravegherea aeriană a pădurilor, șoselelor, apelor, masivelor muntoase etc.), transport a 80 kg aparatură științifică etc.**




**CONTACTAȚI-NE ÎN VEDEREA PROCURĂRII PRODUSELOR NOASTRE ÎN CONDIȚII DE CREDITARE ȘI DE ASIGURARE!**
**Trimitem prin poștă documentația (ilustrată) pentru pilotaj, formulare de contract și asigurare, rețeaua centrelor sportive de zbor din țară. De la 1 ianuarie 1992, prețurile finale de cost.**

**• REVIZII ANUALE GRATUITE • GARANȚIE UN AN • SERVICE ASIGURAT**
**Societatea Comercială „DEDAL" S.A., avînd un personal cu înaltă calificare și o dotare tehnică deosebită, precum și experiența acumulată în execuția de echipamente pentru aviație, oferă servicii în condiții avantajoase.**

SERVICII DE ÎNALTĂ CALITATE AERONAUTICĂ, LA PREȚURI FOARTE AVANTAJOASE!
**Orice propuneri din partea dv. sînt așteptate și analizate minuțios de către serviciile noastre de marketing.**